

วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซีมอส

CMOS CURRENT CONTROLLED CURRENT CONVEYOR CIRCUIT



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

วิชา

ศ. ๕๕๖

๒๑๔๔

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. ๒๕๕๔

ISBN 974-648-209-2

.b.....

.i.....

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 39770

วัน, เดือน, ปี ๒๕๕๔

ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม ผู้ออกพิมพ์ขอสงวนสิทธิ์ในการแก้ไขหรือเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CMOS CURRENT CONTROLLED CURRENT CONVEYOR CIRCUIT



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2001

ISBN 974-648-209-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2001

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส
นักศึกษา	นาย ชีรสิทธิ์ มลทวีไพศาล
รหัสประจำตัว	41061182
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2544
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ จิรวัฒน์ ปานกลาง

บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแส โดยใช้เทคโนโลยีวงจรรวมแบบซิมอสแทนการใช้อุปกรณ์ประเภทออปแอมป์และไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จากวงจรสายพานกระแสในยุคแรกและยุคที่สอง ซึ่งวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสนี้ได้พัฒนามาจากวงจรสายพานกระแสในยุคที่สอง โดยพัฒนางจรให้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นจากเดิมโดยมีการควบคุมของกระแส ซึ่งจากการพัฒนานี้ส่งผลให้วงจรมีผลการตอบสนองทางความถี่สูงขึ้น, การทำงานของวงจรที่แม่นยำมากขึ้น, ช่วงการทำงานของวงจรที่กว้างและไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิและขบวนการการทำงาน โดยวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสนี้เหมาะสำหรับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมขนาดใหญ่รวมไปถึงการนำวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสไปเป็นส่วนหนึ่งของวงจรต่าง ๆ ได้ ในการทดสอบถึงสมรรถนะของวงจรที่ได้ออกแบบและพัฒนาขึ้นเพื่อให้เชื่อมั่นได้ว่าวงจรจะสามารถทำงานได้จริงตามที่ได้ออกแบบไว้ จึงได้ต่อวงจรเพื่อทดลองจริงพร้อมทั้งเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งผลจากการทดสอบสามารถยืนยันถึงความแม่นยำและความเที่ยงตรง, ช่วงปฏิบัติการทางความถี่ และช่วงปฏิบัติการของแรงดันและกระแสค่าต่าง ๆ เป็นไปตามหลักการที่ได้นำเสนอ พร้อมทั้งได้แสดงตัวอย่างการนำวงจรไปประยุกต์ใช้งานเพื่อเพิ่มความมั่นใจกับวงจรมากยิ่งขึ้น

Thesis Title	CMOS Current Controlled Current Conveyor Circuit
Student	Mr.Teerasith Moltaweepaisan
Student ID.	41061182
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2001
Thesis Advisor	Assistant Professor Jirawath Parnklang

ABSTRACT

This thesis presents the Current controlled current conveyor circuit (CCCII), which used CMOS technology instead of OpAmp and Bipolar transistor from first and second generation of current conveyor circuit. This CCCII is developed from second generation of current conveyor circuit. The CCCII development is performed by controlled current. From the development of CCCII, it can improve frequency response, favourable precision and wide dynamic range. However, it is insensitive to variations in temperature and processing. This CCCII is suitable for VLSI implementation and can be used in many one part of circuit designs. The characteristic of CCCII are demonstrated by experimental and simulation results. The results confirm that the performance of the proposed circuits, i.e. accuracy, frequency response and dynamic range are in good agreement with the theoretical predictions. Finally, some application examples are also given.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์ล่วงได้เป็นอย่างดี ด้วยคำแนะนำและการให้คำปรึกษาของอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผศ.จิรวรรณ ปานกลาง ซึ่งให้กำลังใจและสนับสนุน ตลอดจนแนะนำในสิ่งที่เป็นประโยชน์ ในการเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่คอยห่วงใยและให้การสนับสนุนในการศึกษา รวมทั้งขอขอบคุณ เพื่อน ๆ พี่ ๆ และน้อง ๆ ทุกคนที่เป็นกำลังใจพร้อมทั้งให้ความช่วยเหลือในด้านทุกด้านแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ธีรสิทธิ์ มลทวีไพศาล



สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	IX
สารบัญรูป.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีและแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 ขอบเขตของการวิจัย.....	4
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	5
บทที่ 2 ทฤษฎีและการทำงานของมอสเฟต.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 โครงสร้างของมอสเฟตในโหมดเอ็นฮานซ์เมนต์.....	6
2.3 สัญลักษณ์ของมอสเฟตในโหมดเอ็นฮานซ์เมนต์.....	8
2.4 คุณสมบัติการทำงาน of มอสเฟตในโหมดเอ็นฮานซ์เมนต์.....	9
2.4.1 การจัดการ ไบอัสการทำงาน of มอสเฟต.....	14
2.4.2 ผลของการเกิดมอดูเลชันตามความยาวของช่องทางเดินกระแส.....	17
2.4.3 ผลการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ.....	19
2.4.4 การเกิดการเบรคดาวน์และการป้องกันทางขาเข้า.....	19
2.5 แบบจำลองของมอสเฟตบนโปรแกรม PSPICE.....	20
2.5.1 แบบจำลองของมอสเฟตสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่.....	23
2.5.2 แบบจำลองของมอสเฟตสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก.....	25
2.5.3 แบบจำลองของมอสเฟตสำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูง.....	28
2.6 บทสรุป.....	32

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

บทที่ 3 วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส.....	33
3.1 บทนำ.....	33
3.2 ประวัติความเป็นมาของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแส.....	33
3.2.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง.....	33
3.2.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง.....	34
3.2.3 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส.....	35
3.3 วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส.....	37
3.4 การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCII ในทางทฤษฎี.....	41
3.4.1 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้า x ของวงจร CCCII.....	41
3.4.1.1 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้า x ของวงจร CCCII+.....	42
3.4.1.2 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้า x ของวงจร CCCII-.....	45
3.4.2 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้า y ของวงจร CCCII.....	46
3.4.2.1 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้า y ของวงจร CCCII+.....	46
3.4.2.2 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้า y ของวงจร CCCII-.....	48
3.4.3 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาออก z ของวงจร CCCII.....	48
3.4.3.1 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาออก z ของวงจร CCCII+.....	49
3.4.3.2 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาออก z ของวงจร CCCII-.....	50
3.4.4 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานด้านขั้ว $I_{control}$ ของวงจร CCCII.....	52
3.4.5 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานของวงจร CCCII.....	53
3.4.5.1 การวิเคราะห์หาค่าความถี่ปฏิบัติงานของวงจร CCCII+.....	53
3.4.5.2 การวิเคราะห์หาค่าความถี่ปฏิบัติงานของวงจร CCCII-.....	58
3.4.6 การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานของวงจร CCCII.....	61

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

3.4.6.1 การวิเคราะห์หาช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจร CCCII.....	61
3.4.6.2 การวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่าง V_x และ V_y	63
3.4.6.3 การวิเคราะห์หาช่วงแรงดันปฏิบัติงานของวงจร CCCII.....	64
3.5 วงจรย่อยที่ใช้ในการออกแบบวงจร CCCII.....	66
3.5.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน.....	66
3.5.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่มีทางออกหลายทาง.....	71
3.6 หลักการของทรานส์ลิเนียร์.....	75
3.6.1 หลักการเบื้องต้น.....	76
3.6.2 การพิจารณาสมการของทรานส์ลิเนียร์.....	76
3.7 บทสรุป.....	79
บทที่ 4 ผลการทดลองการทำงานของวงจร CCCII.....	80
4.1 บทนำ.....	80
4.2 การทดลองวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII).....	80
4.3 ผลการทดลอง.....	81
4.3.1 การทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร CCCII+ โดยโปรแกรม PSPICE.....	82
4.3.1.1 การทดลองการทำงานทั่วไปของวงจร CCCII+.....	82
4.3.1.2 การทดลองหาค่าของการ โอนย้ายของวงจร CCCII+.....	89
4.3.1.3 การทดลองหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ของวงจร CCCII+.....	93
4.3.1.4 การทดลองหาค่าความต้านทานขาเข้าและขาออกของวงจร CCCII+.....	97
4.3.1.5 การทดลองหาค่าความต้านทานขาเข้าและขาออกของวงจร CCCII+ เมื่อ $I_{control}$ มีการเปลี่ยนแปลง.....	99
4.3.2 การทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร CCCII- โดยโปรแกรม PSPICE.....	101
4.3.2.1 การทดลองการทำงานทั่วไปของวงจร CCCII-.....	101
4.3.2.2 การทดลองหาค่าของการ โอนของวงจร CCCII-.....	108

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

4.3.2.3 การทดลองหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรCCCII-....	112
4.3.2.4 การทดลองหาค่าความต้านทานขาเข้าและขาออกของวงจร CCCII-.....	116
4.3.2.5 การทดลองหาค่าความต้านทานขาเข้าและขาออกของวงจร CCCII- เมื่อ $I_{control}$ มีการเปลี่ยนแปลง.....	118
4.3.3 การทดลองการต่อวงจรจริงแบบคัสครีทลงบน โพร โตบอร์ด.....	120
4.4 บทสรุป.....	126
บทที่ 5 วงจรคูณและหารสัญญาณที่ใช้วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบ ซิมอสเป็นส่วนประกอบ.....127	
5.1 บทนำ.....	127
5.2 ที่มาของหลักการของวงจรคูณและหารสัญญาณ โดยใช้วงจร CCCII.....	127
5.3 วงจรคูณและหารสัญญาณโดยใช้วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบ ซิมอส (CCCII) เป็นส่วนประกอบ.....	128
5.3.1 วงจรคูณและหารสัญญาณ 2 ควอดแดนต์.....	128
5.3.2 วงจรคูณและหารสัญญาณ 4 ควอดแดนต์.....	130
5.4 การทดลองวงจรคูณและหารสัญญาณ โดยใช้วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วย กระแสแบบซิมอส (CCCII) เป็นส่วนประกอบ.....	131
5.4.1 การทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรคูณและหารสัญญาณ 2 ควอดแดนต์.....	131
5.4.2 การทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรคูณและหารสัญญาณ 4 ควอดแดนต์.....	136
5.4.3 การทดลองวงจรคูณและหารสัญญาณ โดยการต่อวงจรจริง.....	138
5.5 บทสรุป.....	140

สารบัญ(ต่อ)

:

หน้า

บทที่ 6 บทสรุปและวิจารณ์.....141

 6.1 บทสรุป.....141

 6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ.....141

เอกสารอ้างอิง.....142

ประวัติผู้เขียน.....144



สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

2.1 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟตเอ็นฮานซ์เม้นท์ชนิดต่าง ๆ.....	8
2.2 แสดงพารามิเตอร์ของแบบจำลองมอสเฟตที่ใช้ในโปรแกรม PSPICE.....	22



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงโครงสร้างของมอสเฟตแบบเอ็นชานซ์เมนต์ชนิดเอ็น.....	7
2.2 แสดงโครงสร้างของมอสเฟตแบบเอ็นชานซ์เมนต์ชนิดพี.....	7
2.3 แสดงการทำงานของมอสเฟตในช่วงต่าง ๆ.....	11
2.4 โครงสร้างของ CMOS.....	13
2.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง I_D และ V_{DS} ตามสมการ 2.4.....	16
2.6 ผลความสัมพันธ์ระหว่าง I_D และ V_{DS} เมื่อมีการเกิดมอดูเลชันตามความยาวช่องทางเดิน กระแส.....	18
2.7 แบบจำลองของมอสเฟต (ก) NMOS (ข) PMOS.....	23
2.8 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต (ก) ไม่พิจารณาผลของ λ ขณะทำงานในช่วงอิ่มตัว.....	25
(ข) พิจารณาผลของ λ โดยเพิ่มความต้านทานที่ขาออก.....	25
2.9 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต กรณีที่ฐานรองไม่ต่ออยู่กับซอส.....	27
2.10 แบบจำลองวงจรสมมูลของมอสเฟต (ก) แบบจำลองวงจรสมมูลของมอสเฟตที่ความถี่สูง.....	28
(ข) วงจรสมมูลสำหรับกรณีซอสต่อกับฐานรอง.....	28
(ค) วงจรสมมูลตามรูป (ข) กรณี C_{db} มีค่าน้อยมาก.....	29
2.11 แสดงการหาอัตราขยายกระแสขณะปัดวงจร.....	31
3.1 วงจรสมมูลของวงจร CCI.....	34
3.2 วงจรสมมูลของวงจร CCII.....	35
3.3 สัญลักษณ์ของวงจร CCII ซึ่งมีลักษณะเหมือนกับวงจร CCI.....	35
3.4 สัญลักษณ์ของวงจร CCCII.....	36
3.5 วงจรสมมูลของวงจร CCCII.....	36
3.6 วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดบวก (CCCII+).....	39
3.7 วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดลบ (CCCII-).....	40
3.8 วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดเล็กของวงจร CCCII+ สำหรับ ความถี่ต่ำ.....	42

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.9 วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดเล็กของวงจร CCCII- สำหรับ ความถี่ต่ำ.....	42
3.10 การต่อแรงดัน V_x เข้าที่ทางเข้า x เพื่อหาค่าความต้านทานขาเข้าที่เข้า x	42
3.11 วงจรสมมูลของวงจร CCCII+ สำหรับการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่เข้า x	43
3.12 การต่อแรงดัน V_y เข้าที่ทางเข้า y เพื่อหาค่าความต้านทานขาเข้าที่เข้า y	46
3.13 วงจรสมมูลของวงจร CCCII+ สำหรับการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่เข้า y	46
3.14 การต่อแรงดัน V_z เข้าที่ทางเข้า z เพื่อหาค่าความต้านทานขาออกที่เข้า z	48
3.15 วงจรสมมูลของวงจร CCCII+ สำหรับการหาค่าความต้านทานขาออกที่เข้า z	49
3.16 วงจรสมมูลของวงจร CCCII- สำหรับการหาค่าความต้านทานขาออกที่เข้า z	51
3.17 วงจรสมมูลของวงจร CCCII สำหรับการหาค่าความต้านทานทางเข้าที่เข้า $I_{control}$	52
3.18 วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดเล็กของวงจร CCCII+ สำหรับ ความถี่สูง.....	53
3.19 วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดเล็กของวงจร CCCII- สำหรับ ความถี่สูง.....	59
3.20 ส่วนของวงจร CCCII ที่ออกแบบบนพื้นฐานของทรานซิสเตอร์.....	59
3.21 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานของมอสเฟตชนิดเอ็น.....	66
3.22 แสดงคุณสมบัติที่ขาออกของวงจรสะท้อนกระแสในรูป 3.21 ในกรณีมอสเฟต M1 และ มอสเฟต M2 ที่สมพ้องกัน.....	68
3.23 (ก) แบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต M1.....	69
(ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต M1.....	69
3.24 (ก) แบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแส.....	69
(ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของรูป (ก).....	69
3.25 แสดงวงจรสมมูลที่ความถี่สูงของวงจรสะท้อนกระแสในรูป 3.21.....	70
3.26 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่มีทางออกสองทาง.....	71
3.27 (ก) แบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่มีทางออก สองทาง.....	73
(ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กจากรูป (ก).....	73
3.28 แสดงวงจรสมมูลที่ความถี่สูงของวงจรสะท้อนกระแสในรูป 3.26.....	73

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.29 รูปแบบทั่ว ๆ ไปของทรานส์ลีนีร์ูปของกลุ่มทรานซิสเตอร์ชนิดมอสเฟต.....	76
4.1 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII+ ที่ตำแหน่ง $R_{in} = 50k\Omega$ หรือขั้ว x ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน.....	83
4.2 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII+ ที่ตำแหน่ง $R_{in} = 75k\Omega$ หรือขั้ว x ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน.....	84
4.3 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII+ ที่ตำแหน่ง $R_{in} = 100k\Omega$ หรือขั้ว x ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน.....	85
4.4 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII+ ที่ตำแหน่ง $R_{out} = 50k\Omega$ หรือขั้ว z ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน.....	86
4.5 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII+ ที่ตำแหน่ง $R_{out} = 75k\Omega$ หรือขั้ว z ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน.....	87
4.6 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII+ ที่ตำแหน่ง $R_{out} = 100k\Omega$ หรือขั้ว z ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน.....	88
4.7 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII+ เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 50k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน เพื่อหาค่าการโอนย้าย (Transfer Characteristic).....	90
4.8 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII+ เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 75k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน เพื่อหาค่าการโอนย้าย (Transfer Characteristic).....	91
4.9 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII+ เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 100k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน เพื่อหาค่าการโอนย้าย (Transfer Characteristic).....	92
4.10 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยการหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ ของวงจร CCCII+ เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 50k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน.....	94
4.11 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยการหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ ของวงจร CCCII+ เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 75k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน.....	95
4.12 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยการหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ ของวงจร CCCII+ เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 100k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน.....	96

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.13 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ทางด้านขั้ว x ของวงจร CCCII+.....	97
4.14 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ทางด้านขั้ว y ของวงจร CCCII+.....	98
4.15 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยการหาค่าความต้านทานขาออกที่ทางด้านขั้ว z ของวงจร CCCII+.....	98
4.16 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ส่วนของ $I_{control}$ ของวงจร CCCII+.....	98
4.17 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร CCCII+ โดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ทางด้านขั้ว x เมื่อ $I_{control}$ เกิดการเปลี่ยนแปลง.....	100
4.18 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร CCCII+ โดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ทางด้านขั้ว y เมื่อ $I_{control}$ เกิดการเปลี่ยนแปลง.....	100
4.19 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร CCCII+ โดยการหาค่าความต้านทานขาออกที่ทางด้านขั้ว z เมื่อ $I_{control}$ เกิดการเปลี่ยนแปลง.....	101
4.20 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII- ที่ตำแหน่ง $R_{in} = 50k\Omega$ หรือขั้ว x ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน.....	102
4.21 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII- ที่ตำแหน่ง $R_{in} = 75k\Omega$ หรือขั้ว x ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน.....	103
4.22 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII- ที่ตำแหน่ง $R_{in} = 100k\Omega$ หรือขั้ว x ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน.....	104
4.23 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII- ที่ตำแหน่ง $R_{out} = 50k\Omega$ หรือขั้ว z ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน.....	105
4.24 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII- ที่ตำแหน่ง $R_{out} = 75k\Omega$ หรือขั้ว z ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน.....	106
4.25 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII- ที่ตำแหน่ง $R_{out} = 100k\Omega$ หรือขั้ว z ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน.....	107

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่

หน้า

4.26 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII- เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 50k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน เพื่อหาค่าการโอนย้าย (Transfer Characteristic).....	109
4.27 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII- เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 75k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน เพื่อหาค่าการโอนย้าย (Transfer Characteristic).....	110
4.28 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII- เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 100k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน เพื่อหาค่าการโอนย้าย (Transfer Characteristic).....	111
4.29 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยการหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ของวงจร CCCII- เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 50k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน.....	113
4.30 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยการหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ของวงจร CCCII- เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 75k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน.....	114
4.31 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยการหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ของวงจร CCCII- เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 100k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน.....	115
4.32 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ทางด้านขั้ว x ของวงจร CCCII-.....	116
4.33 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ทางด้านขั้ว y ของวงจร CCCII-.....	117
4.34 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยการหาค่าความต้านทานขาออกที่ทางด้านขั้ว z ของวงจร CCCII-.....	117
4.35 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ส่วนของ $I_{control}$ ของวงจร CCCII-.....	118
4.36 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร CCCII- โดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ทางด้านขั้ว x เมื่อ $I_{control}$ เกิดการเปลี่ยนแปลง.....	119
4.37 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร CCCII- โดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ทางด้านขั้ว y เมื่อ $I_{control}$ เกิดการเปลี่ยนแปลง.....	119

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.38 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร CCCII- โดยการหาค่าความต้านทานขาออกที่ทางด้านขั้ว z เมื่อ $I_{control}$ เกิดการเปลี่ยนแปลง.....	120
4.39 ลักษณะของการต่ออุปกรณ์ร่วมกับวงจร CCCII เพื่อทำการทดลอง.....	120
4.40 ลักษณะของการต่ออุปกรณ์จริงเพื่อทดลองหาค่าการโอนย้าย (Transfer Characteristic).....	121
4.41 ภาพขยายของผลการทดลองหาค่าการโอนย้าย (Transfer Characteristic).....	121
4.42 ผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงแบบคิสดริทลงบนโพโรโตบอร์ดของวงจร CCCII+ เมื่อ $V_{DD} = 3$ Volts และ $V_{SS} = -3$ Volts ที่ความต้านทานทางด้านขาเข้าและขาออกต่างกัน.....	122
4.43 ผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงแบบคิสดริทลงบนโพโรโตบอร์ดของวงจร CCCII+ เมื่อ $V_{DD} = 5$ Volts และ $V_{SS} = -5$ Volts ที่ความต้านทานทางด้านขาเข้าและขาออกต่างกัน.....	122
4.44 ผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงแบบคิสดริทลงบนโพโรโตบอร์ดของวงจร CCCII+ เมื่อ $V_{DD} = 10$ Volts และ $V_{SS} = -10$ Volts ที่ความต้านทานทางด้านขาเข้าและขาออกต่างกัน.....	123
4.45 ผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงแบบคิสดริทลงบนโพโรโตบอร์ดของวงจร CCCII+ เมื่อ $V_{DD} = 15$ Volts และ $V_{SS} = -15$ Volts ที่ความต้านทานทางด้านขาเข้าและขาออกต่างกัน.....	123
4.46 ผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงแบบคิสดริทลงบนโพโรโตบอร์ดของวงจร CCCII- เมื่อ $V_{DD} = 3$ Volts และ $V_{SS} = -3$ Volts ที่ความต้านทานทางด้านขาเข้าและขาออกต่างกัน.....	124
4.47 ผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงแบบคิสดริทลงบนโพโรโตบอร์ดของวงจร CCCII- เมื่อ $V_{DD} = 5$ Volts และ $V_{SS} = -5$ Volts ที่ความต้านทานทางด้านขาเข้าและขาออกต่างกัน.....	124
4.48 ผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงแบบคิสดริทลงบนโพโรโตบอร์ดของวงจร CCCII- เมื่อ $V_{DD} = 10$ Volts และ $V_{SS} = -10$ Volts ที่ความต้านทานทางด้านขาเข้าและขาออกต่างกัน.....	125
4.49 ผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงแบบคิสดริทลงบนโพโรโตบอร์ดของวงจร CCCII- เมื่อ $V_{DD} = 15$ Volts และ $V_{SS} = -15$ Volts ที่ความต้านทานทางด้านขาเข้าและขาออกต่างกัน.....	125
5.1 แนวความคิดของวงจรคูณและหารสัญญาณที่เกิดจากการนำวงจร CCCII+ 2 วงจรมาต่อร่วมกัน.....	128
5.2 วงจรคูณและหารสัญญาณ 2 ควอดแดนต์ที่เกิดจากการพัฒนา.....	128
5.3 วงจรคูณและหารสัญญาณ 4 ควอดแดนต์ที่เกิดจากการพัฒนา.....	130
5.4 วงจรที่ใช้ในการทดลองวงจรคูณและหารสัญญาณ 2 ควอดแดนต์.....	132
5.5 วงจรที่ใช้ในการทดลองวงจรคูณและหารสัญญาณ 4 ควอดแดนต์.....	133

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.6 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรคูณและหารสัญญาณ 2 ควอดแดนต์ เพื่อหาค่าคุณลักษณะการถ่ายโอนทางไฟตรงของวงจรหารสัญญาณ.....	134
5.7 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรคูณและหารสัญญาณ 2 ควอดแดนต์ เพื่อหาค่าสัญญาณที่ตำแหน่งต่าง ๆ ในการทดลองครั้งที่ 1.....	134
5.8 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรคูณและหารสัญญาณ 2 ควอดแดนต์ เพื่อหาค่าสัญญาณที่ตำแหน่งต่าง ๆ ในการทดลองครั้งที่ 2.....	135
5.9 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรคูณและหารสัญญาณ 2 ควอดแดนต์ เพื่อหาค่าผลการตอบสนองต่อความถี่.....	135
5.10 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรคูณและหารสัญญาณ 4 ควอดแดนต์ เพื่อหาคุณลักษณะการถ่ายโอนทางไฟตรงของวงจรคูณสัญญาณ.....	136
5.11 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรคูณและหารสัญญาณ 4 ควอดแดนต์ โดยการป้อนสัญญาณเข้าที่ทางด้านขาเข้า i_{in1} และ i_{in2} เป็นค่าเดียวกันที่ความถี่ 10 kHz.....	137
5.12 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรคูณและหารสัญญาณ 4 ควอดแดนต์ โดยการป้อนสัญญาณเข้าที่ทางด้านขาเข้า i_{in1} และ i_{in2} เป็นค่าเดียวกันที่ความถี่ 2 kHz.....	137
5.13 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรคูณและหารสัญญาณ 4 ควอดแดนต์ เพื่อหาค่าผลการตอบสนองต่อความถี่.....	138
5.14 ลักษณะของการต่ออุปกรณ์ร่วมกับวงจรคูณและหารสัญญาณ 2 ควอดแดนต์เพื่อทดลองการหารสัญญาณ.....	138
5.15 ลักษณะของการต่ออุปกรณ์จริงเพื่อทดลองการหารสัญญาณ.....	139
5.16 ภาพขยายของผลการทดลองการหารสัญญาณ.....	139

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

จากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 1 (First Generation Current Conveyor : CCI) ที่ได้ถูกเสนอขึ้นเป็นครั้งแรกในปี ค.ศ.1968 โดย A.S.Sedra และ K.C.Smith ซึ่งลักษณะของวงจร CCI จัดเป็นวงจรประเภท 3 ขั้ว (3 Ports) ซึ่งประกอบไปด้วย ขั้ว x และ y เป็นขั้วของสัญญาณทางด้านขาเข้า และมีขั้ว z เป็นขั้วของสัญญาณทางด้านขาออกตามลำดับ โดยหลักการทำงานของวงจร CCI จะมีหลักการดังนี้ คือถ้ามีศักดาไฟฟ้า (v) ตกคร่อมจุดของสัญญาณทางด้านขาเข้าทางด้านขั้ว y แล้วจะปรากฏให้มีศักดาไฟฟ้าค่าเท่ากันเกิดขึ้นที่ขั้ว x และในขณะเดียวกัน ถ้ามีกระแสไฟฟ้า (i) ไหลผ่านจุดสัญญาณทางด้านขาเข้าที่ขั้ว x ก็จะปรากฏให้มีกระแสค่าเท่ากันไหลผ่านที่ขั้ว y และกระแสค่าเดียวกันนี้จะถูกนำพา (Convey) ไปเป็นกระแส ณ จุดสัญญาณขาออกที่ขั้ว z ซึ่งในเวลาต่อมา บุคคลทั้ง 2 ก็ได้ทำการปรับปรุงและพัฒนาวงจรให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น และได้ทำการนำเสนอวงจรที่ได้รับการพัฒนานี้ออกมาเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 (Second Generation Current Conveyor : CCII) ในปี ค.ศ. 1970 โดยลักษณะของวงจร CCII ที่ได้รับการพัฒนาเพิ่มขึ้นมาจาก CCI ก็คือ กระแสทางด้านขั้ว y จะไม่มีค่าเท่ากับกระแสทางด้านขั้ว x แต่จะมีค่าเท่ากับ 0 แทน และจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 นี้เองทำให้วงจรไฟฟ้าทางด้านอนาล็อกในโหมดกระแส (Current Mode) ได้รับความสนใจอย่างมาก ดังที่จะพิจารณาได้จากผลงานวิจัยหลาย ๆ ผลงานที่มีการนำเสนอวงจรต่าง ๆ ที่มีวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 เข้าไปเป็นส่วนประกอบหรือเกี่ยวข้อง เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator), วงจรกรองความถี่ (Filter), วงจรขยาย (Amplifier), วงจรคูณ (Multiplier) และวงจรหาร (Divider) เป็นต้น เพราะว่าการที่วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 นั้น เป็นวงจรที่ได้รับการยอมรับให้เป็นวงจรประเภทแอคทีฟ (Active) รุ่นใหม่ทั้งในทางทฤษฎีและปฏิบัติ ทั้งในส่วนของวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสจะมีความถูกต้องแม่นยำของค่าอัตราขยายสัญญาณ (Gain) และยังมีช่วงของความถี่ที่วงจรสามารถใช้งานได้กว้างกว่าเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับวงจรประเภทเดียวกันที่ทำงานในโหมดแรงดัน ซึ่งผลงานวิจัยทั้งหลายที่ได้กล่าวมานี้ได้รับการตีพิมพ์อย่างต่อเนื่องมาตลอดนับตั้งแต่ปี ค.ศ. 1970 จนกระทั่งในปี ค.ศ. 1995 ได้มีการนำเสนอวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 ที่ควบคุมได้ด้วยกระแส (Second Generation Current Controlled Conveyor : CCCII) ขึ้นโดย A.Fabre, O. Saadid, F.Wiest และ C.Boucheron ซึ่งเป็นวงจรที่ได้รับการปรับปรุงและพัฒนาลักษณะการทำงานของวงจรขึ้นมาจากวงจร CCII โดยมีการพิจารณาถึงความสำคัญของความต้านทานภายในที่เกิดขึ้นของวงจรเข้ามาเกี่ยวข้องกับ วงจร CCCII ที่ได้รับการเสนอนี้มีข้อดีที่น่าสนใจคือ ความต้านทานภายในวงจรที่เกิดขึ้นนั้นสามารถปรับเปลี่ยนค่าได้โดยใช้กระแสไบอัสจากภายในวงจรมาควบคุม ทำให้วง

จรรยา CCCII นั้นสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ได้หลายรูปแบบโดยไม่จำเป็นต้องใช้ความชำนาญจากภายนอก แต่อย่างไรก็ตามวงจร CCCII ที่กล่าวมานี้ ยังมีข้อบกพร่องอยู่หลายประการ เพราะว่าวงจร CCCII ที่ได้รับการเสนอนั้นส่วนมากจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นส่วนมาก ที่มีข้อจำกัดในการทำงาน และการใช้งานหลายประการ เช่น เสถียรภาพของการทำงานของวงจรที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ, ผลการตอบสนองต่อความถี่ของวงจร ตลอดจนขั้นตอนในการนำเอาวงจร CCCII ไปผลิตเป็นวงจรรวมขนาดใหญ่ (VLSI) ที่มีความยุ่งยากและซับซ้อนมาก

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากที่ทราบมาว่าวงจรสายพานกระแสที่สามารถควบคุมได้ด้วยกระแส นั้น มีประโยชน์อย่างมากในการใช้งานเดี่ยว ๆ หรือใช้เป็นส่วนหนึ่งของวงจรประเภทต่าง ๆ ในปัจจุบัน จึงทำให้ในการนำเสนอวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมีจุดมุ่งหมายที่จะมุ่งเน้นการศึกษา, การปรับปรุง และออกแบบวงจรสายพานกระแสแบบที่สามารถควบคุมได้ด้วยกระแส (CCCI) ขึ้นมาใหม่ โดยพยายามให้วงจร CCCII ที่ได้ทำการออกแบบใหม่นี้มีผลกระทบที่เกี่ยวข้องกับอุณหภูมิที่ใช้งานของวงจร, ยานความถี่ที่ใช้งานของวงจร ตลอดจนขั้นตอนของการนำวงจร CCCII เพื่อไปผลิตเป็นวงจรรวมขนาดใหญ่ ที่เกิดจากคุณสมบัติบางประการของอุปกรณ์ประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่เป็นอุปกรณ์ส่วนมากของวงจร CCCII เดิมที่ได้รับการเสนอเมื่อปี ค.ศ.1995 ให้น้อยที่สุด โดยยังคงคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 (CCII) ไว้ทุกประการ ตลอดจนพัฒนาวงจร CCCII ที่ได้ทำการออกแบบให้มีความสามารถที่จะทำงานอยู่ในช่วงของแรงดันต่ำ และนำวงจร CCCII ที่ได้ทำการออกแบบไปประยุกต์เป็นวงจรทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ในการออกแบบวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCI) ให้มีข้อบกพร่องทางด้านเสถียรภาพการทำงาน, ช่วงความถี่ที่ใช้งาน และขั้นตอนที่ยุ่งยากเมื่อนำวงจร CCCII นั้น ๆ ไปผลิตเป็นวงจรรวมขนาดใหญ่ให้น้อยที่สุด ผู้วิจัยพบว่าถ้านำเอาอุปกรณ์ประเภทมอสเฟตมาออกแบบเป็นวงจร CCCII แทนที่อุปกรณ์ประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จะทำให้ข้อบกพร่องต่าง ๆ ที่เกิดจากการนำเอาอุปกรณ์ประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาสร้างเป็นวงจร CCCII นั้นลดลงหรือหมดไป เช่น ข้อบกพร่องของวงจรที่มีผลทางด้านอุณหภูมิเข้ามาเกี่ยวข้องและผลการตอบสนองทางความถี่ที่มีค่าแน่นอน และในการออกแบบวงจร CCCII ที่ประกอบไปด้วยอุปกรณ์ประเภทมอสเฟตนั้น ถ้านำเอาหลักการของทรานส์ลีนีเยร์เข้ามาช่วยในการออกแบบวงจร ก็จะทำให้วงจร CCCII ที่

ได้มีลักษณะการทำงานของวงจรที่ง่ายไม่ยุ่งยากและซับซ้อน ซึ่งในการออกแบบวงจรแบบทรานส์ลิเนียร์ของวงจร CCCII นั้น จะอาศัยคุณสมบัติของค่าทรานส์คอนดักแตนซ์(Transconductance), ผลรวมของกระแสและแรงดันที่มีทิศทางตามเข็มนาฬิกา(Clockwise : CW), ผลรวมของกระแสและแรงดันที่มีทิศทางทวนเข็มนาฬิกา(Counterclockwise : CCW) และความคล้ายคลึงกันทุกประการของมอสเฟตทุกตัวในวงจรพร้อมกับมอสเฟตทุกตัวในวงจรทำงานอยู่ในช่วงอิ่มตัว(Saturation Region) ในการออกแบบ โดยมีเหตุผลหลักที่เลือกใช้อุปกรณ์ประเภทมอสเฟตแทนที่อุปกรณ์ประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ก็คืออุปกรณ์จำพวกมอสเฟตนั้นสามารถที่จะนำมาออกแบบเป็นวงจรที่ทำงานในโหมดของกระแสได้อย่างง่ายดาย คือสะดวกที่จะนำมาทำการออกแบบวงจร CCCII ให้มีความต้านทานขาเข้าน้อย (Low Input Impedance) และมีความต้านทานขาออกมาก (High Output Impedance) ทำให้วงจร CCCII ที่ได้ทำการออกแบบมานั้นมีประโยชน์มากยิ่งขึ้นที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรประเภทต่าง ๆ

1.4 ทฤษฎีและแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในการออกแบบวงจรสายพานการสแที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII) ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้ใช้หลักการของทรานส์ลิเนียร์มาช่วยในการออกแบบ เนื่องจากวงจรที่นำเอาหลักการทรานส์ลิเนียร์มาใช้ในการออกแบบนั้น จะทำให้วงจรมีลักษณะการทำงานค่อนข้างที่จะเป็นเชิงเส้นโดยไม่จำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายแรงดันสูง ๆ และง่ายที่จะนำวงจรประเภทนั้น ๆ มาใช้คุณสมบัติของความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสของวงจรขยายคลาสเอบี ที่มีข้อดีคือในส่วนขาออกของวงจรขยายคลาสเอบีจะมีสมการการส่งผ่านที่แน่นอน, วงจรมีขนาดเล็ก, สามารถรับค่าขาเข้าได้กว้างและยังสามารถทำงานได้ด้วยแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ ๆ โดยในส่วนของวงจรทรานส์ลิเนียร์ที่ใช้ในวงจร CCCII นั้นจะเป็นลักษณะของวงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) เป็นส่วนมากและในส่วน of กระแสที่มาควบคุมการทำงานของวงจร CCCII นั้น จะเป็นลักษณะของกระแสที่มาควบคุมความต้านทานภายในของมอสเฟตที่ต่อพ่วงออกมาจากวงจรสะท้อนกระแสให้มีอัตราการทำงาน of กระแสของวงจรสะท้อนกระแสทางด้านขาเข้ามีขนาดลดลงหรือเพิ่มขึ้น จึงทำให้ค่าการโอนย้าย (Transfer) ของกระแสจากขั้ว x ไปยังขั้ว z มีตัวแปรเข้ามาเกี่ยวข้อง ซึ่งตัวแปรนี้เองเป็นตัวที่บอกให้ทราบว่าการทำงานของวงจร CCCII ในขณะนั้น ๆ มีการทำงานเป็นไปในลักษณะใด

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

ประเด็นหลักของการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ก็คือการออกแบบและพัฒนาปรับปรุงวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII) ขึ้นมาใหม่ด้วยหลักการทฤษฎีและเทคโนโลยีของมอสเฟตเป็นส่วนใหญ่ เพื่อแก้ปัญหาและข้อบกพร่องต่าง ๆ ที่เกิดจากวงจรสายพานกระแสชนิดเก่าที่ถูกออกแบบด้วยไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ตลอดจนพัฒนาวงจร CCCII ที่ได้ทำการออกแบบนี้ให้มีความสามารถในการทำงานได้หลากหลาย โดยการนำเอาวงจร CCCII ไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรประเภทต่าง ๆ ที่มีประโยชน์ในการใช้งานในปัจจุบัน พร้อมทั้งทำการทดสอบคุณสมบัติของวงจรที่ได้ ว่ามีคุณสมบัติเป็นไปตามทฤษฎีหรือไม่โดยการจำลองการทำงานของวงจรมานั้น ๆ ด้วยโปรแกรม PSPICE ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทด้วยกัน ซึ่งจะสามารถจำแนกรายละเอียดได้เป็นดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา, ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา, สมมติฐานของการศึกษา, ทฤษฎีและแนวความคิดที่ใช้ในการทำวิจัย, ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนของการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงโครงสร้างและทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในการออกแบบวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) รวมถึงพารามิเตอร์ของมอสเฟตที่ใช้ในการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

บทที่ 3 กล่าวถึงโครงสร้างและทฤษฎีของวงจรสายพานกระแส, วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) และการวิเคราะห์การทำงานของวงจรร้อยต่าง ๆ ที่นำมาออกแบบเป็นวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII)

บทที่ 4 กล่าวถึงขั้นตอนการทดลองและผลการทดลองของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) ที่ได้ทำการออกแบบไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ในด้านต่าง ๆ ทั้งที่เป็นการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และการทดลองจากการต่อวงจรจริงแบบคิสรทลงบนโพโตบอร์ด

บทที่ 5 กล่าวถึงการนำเอาวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) ไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรประเภทต่าง ๆ พร้อมทั้งผลการทดลองการทำงานของวงจรที่นำวงจร CCCII ไปประยุกต์ ทั้งในลักษณะการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และการทดลองจริงแบบคิสรทลงบนโพโตบอร์ด

บทที่ 6 กล่าวถึงผลสรุปของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) ที่ได้ทำการออกแบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ รวมถึงแนวทางที่จะทำการพัฒนาต่อไป

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

เนื่องจากในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการออกแบบวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII) โดยใช้เทคโนโลยีของมอสเฟตเป็นหลัก จึงจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องให้ความสำคัญของมอสเฟตเป็นหลัก ในขั้นตอนแรกจึงจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องทำการศึกษาคูณสมบัติและลักษณะการทำงานของมอสเฟตเสียก่อน ซึ่งในขั้นตอนต่อไปก็จะเป็นการศึกษาถึงส่วนประกอบย่อยต่าง ๆ ของวงจร CCCII ที่จะทำการออกแบบตามทฤษฎีของวงจรสายพานกระแส โดยจะเริ่มจากการศึกษาวงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) แบบต่าง ๆ ที่คิดว่าน่าจะนำมาเป็นส่วนหนึ่งของวงจร CCCII และทำการเลือกวงจรสะท้อนกระแสที่มีคุณสมบัติครบถ้วนและเหมาะสมตามต้องการ มาเป็นส่วนประกอบของวงจร CCCII ที่จะทำการออกแบบ จากนั้นก็จะทำการศึกษาคูณสมบัตินิการโอนย้าย (Transfer Characteristic) ของวงจรต่าง ๆ โดยจะเน้นหลักการของทรานส์ลีนีเยร์เป็นหลัก เนื่องจากวงจรที่ใช้หลักการของทรานส์ลีนีเยร์จะเป็นวงจรที่ไม่จำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายค่าแรงดันสูง มากนัก และยังสามารถใช้งานวงจรมานั้น ๆ ได้กับสัญญาณขาเข้าทั้งประเภทบวกและลบ เมื่อได้ส่วนประกอบย่อยของวงจร CCCII ครบตามต้องการแล้วก็จะเอาส่วนประกอบของวงจรย่อยต่าง ๆ มารวมกันเป็นวงจร CCCII โดยจะแยกเป็นวงจร CCCII+ และ วงจร CCCII- แล้วทำการวิเคราะห์วงจร โดยรวมว่ามีคุณสมบัติครบตามความต้องการของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII) หรือไม่ ถ้าได้ก็จะทำการวิเคราะห์วงจร CCCII ถึงช่วงความถี่ที่ใช้งานของวงจร CCCII จากนั้นก็จะนำเอาวงจร CCCII ที่ได้ไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรประเภทต่าง ๆ พร้อมกับวิเคราะห์และทดลองลักษณะการทำงานของวงจรประยุกต์นั้น ๆ จากนั้นก็จะทำการสรุปการทำงานทั้งหมดของวงจร CCCII ที่ได้ทำการออกแบบและศึกษาถึงแนวทางในการพัฒนาต่อไป

บทที่ 2

ทฤษฎีและการทำงานของมอสเฟต

2.1 บทนำ

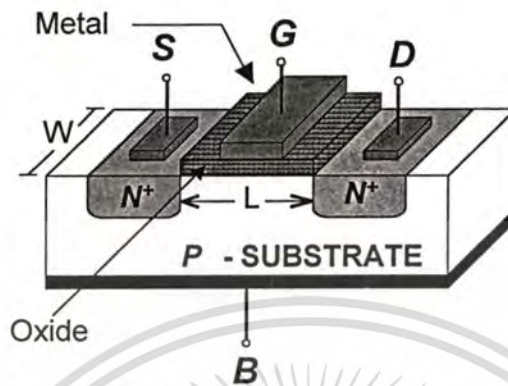
มอสเฟต (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor หรือ MOSFET) เป็นอุปกรณ์ประเภทสารกึ่งตัวนำชนิดหนึ่ง ที่มีการทำงานจากผลของสนามไฟฟ้า จึงสามารถเรียกมอสเฟตได้อีกอย่างหนึ่งว่า อินซูลเกตเททเทรต (Insulated Gate Field-Effect Transistor) เนื่องจากโครงสร้างของเฟตเองที่ขั้วเกตจะมีกระแสไหลน้อยมากเพราะว่าในบริเวณขั้วเกตนั้นจะเป็นสารที่เป็นประเภทฉนวน และมอสเฟตยังเป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำชนิดหนึ่งที่ลักษณะการทำงานจะเป็นผลมาจากพาหะข้างมาก (Majority Carrier) ชนิดใดชนิดหนึ่ง ดังนั้นมอสเฟตจึงสามารถจัดให้เป็นอุปกรณ์จำพวกสารกึ่งตัวนำชนิดยูนิโพลาร์ (Unipolar) ที่มีความสัมพันธ์ของกระแสขาออกในมอสเฟตที่ถูกควบคุมด้วยสนามไฟฟ้า (Electric Field) ซึ่งในปัจจุบันมอสเฟตส่วนมากจะถูกสร้างจากกระบวนการ Silicon-Gate Technology โดยใช้สาร Polysilicon แทนโลหะที่ขั้วเกต

เนื่องจากโครงสร้างของมอสเฟตมีลักษณะที่ง่าย จึงทำให้กระบวนการผลิตมอสเฟตนั้น มีขั้นตอนการผลิตที่น้อยกว่ากระบวนการผลิตไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และในปัจจุบันจึงได้มีการเริ่มนำเอาอุปกรณ์ประเภทมอสเฟตไปใช้งานแทนอุปกรณ์ประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์หลายอย่างด้วยกัน เพราะเมื่อนำเอาอุปกรณ์ประเภทมอสเฟตมาออกแบบและผลิตเป็นวงจรรวมขนาดใหญ่ (Very Large Scale Integration หรือ VLSI) จะมีขั้นตอนการผลิตที่น้อยกว่าการนำเอาอุปกรณ์ประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาผลิตเป็นวงจรรวมขนาดใหญ่อย่างมาก ทั้งจากอุปกรณ์ประเภทมอสเฟตยังเป็นอุปกรณ์จำพวกที่มีความต้านทานขาเข้าสูง มีการสูญเสียกำลังงานต่ำในการใช้งาน และมีความเที่ยงตรงในการใช้งานสูง เป็นต้น แต่มอสเฟตก็ยังมีข้อด้อยอยู่บ้างคือ ในการใช้งานอุปกรณ์ประเภทมอสเฟตนั้นจำเป็นต้องใช้แรงดันไฟเลี้ยงที่ค่อนข้างสูงป้อนให้กับมอสเฟตจึงจะสามารถทำให้มอสเฟตทำงานได้

2.2 โครงสร้างของมอสเฟตในโหมดเอ็นแฮนซ์เมนต์

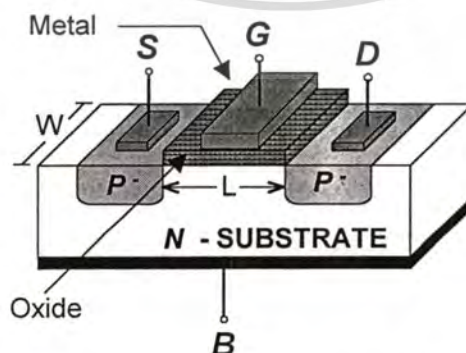
โดยปกติทั่วไปแล้วมอสเฟตสามารถแบ่งตามลักษณะแบบโครงสร้างการทำงานได้เป็น 2 ประเภทด้วยกันคือ มอสเฟตแบบดีพลีชัน (Depletion Mode) และมอสเฟตแบบเอ็นแฮนซ์เมนต์ (Enhancement Mode) ซึ่งในแต่ละโครงสร้างยังสามารถแบ่งย่อยออกไปได้อีก 2 ชนิดคือ N-Channel หรือที่เรียกว่า NMOS โดยมีลักษณะการทำงานคือจะใช้ประจุพาหะอิเล็กตรอนเป็นตัวนำกระแส และ P-Channel หรือที่เรียกว่า PMOS โดยที่ลักษณะการทำงานจะใช้ประจุพาหะโฮลเป็น

พาหะในการนำกระแส ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้มอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ในการออกแบบทั้งหมดจึงจะขอกล่าวถึงมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ เท่านั้น



รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็น

รูปที่ 2.1 แสดงถึงโครงสร้างของมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็น (NMOS) ซึ่งส่วนขั้วซอส (Source) และ ขั้วเดรน (Drain) ถูกสร้างขึ้นจากการแพร่อะตอมสารเจือชนิดเอ็น (n-type) ที่มีความหนาแน่นมาก (Heavily Doped n-type Region) เข้าไปในแผ่นผลึกฐานรอง (Body หรือ Substrate) ของสารกึ่งตัวนำชนิดพี (p-type) ที่มีความหนาแน่นน้อย (Lightly Doped p-type Substrate) ซึ่งเป็นแผ่นผลึกซิลิกอนรูปเดี่ยว (single-crystal silicon wafer) โดยส่วนของขั้วเดรนและขั้วซอสจะแยกออกจากกัน ไม่มีบริเวณช่องทางเดินกระแสเชื่อม และส่วนของขั้วเกต (Gate) จะเป็นส่วนของโลหะ (Metal) หรือชั้นของโพลีซิลิกอนซึ่งซ้อนอยู่บนชั้นของออกไซด์ วางอยู่ตรงกลางระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอส โดยมีระยะห่างความยาวช่องทางเดินกระแส (Channel Length) เป็น L และมีความกว้างของช่องทางเดินกระแส (Channel Width) เป็น W



รูปที่ 2.2 แสดงโครงสร้างของมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดพี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์มีนั้ตชนิดพี (PMOS) นั้นจะมีลักษณะคล้ายคลึงกับชนิดเอ็น แต่จะสลับกันคือ มอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์มีนั้ตชนิดพีจะประกอบไปด้วยผลึกฐานรองชนิดเอ็น (n-type) ที่มีความหนาแน่นน้อย (Lightly Doped n-type Substrate) และมีการแพร่อะตอมสารเจือชนิดพีที่มีความหนาแน่นสูงเข้าไปแทน (Heavily Doped p-type Region) ดังแสดงในรูปที่ 2.2

2.3 สัญลักษณ์ของมอสเฟตในโหมดเอ็นฮานซ์มีนั้ต

จากตารางที่ 2.1 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์มีนั้ตชนิดต่าง ๆ ตามลำดับ โดยเริ่มจากอันดับแรกและอันดับที่สอง จะเป็นการแสดงถึงสัญลักษณ์ของมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์มีนั้ตชนิด N-Channel และ P-Channel หรือที่เรียกว่า NMOS และ PMOS โดยที่ขั้วระหว่างฐานรอง (Bulk) และขั้วซอส (Source) มีลักษณะต่อที่เชื่อมถึงกัน ทำให้แรงดันระหว่างขั้วของฐานรอง (Bulk) และขั้วซอส (Source) มีค่าเท่ากับศูนย์ ($V_{BS}=0$) จึงได้แสดงถึงขั้วซอสออกมาเพียงขาเดียวเสมอ และต่อจากนั้นอันดับที่สามและอันดับที่สี่ เป็นการแสดงถึงสัญลักษณ์ของมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์มีนั้ตชนิด N-Channel และ P-Channel ที่มีการแสดงถึงขั้วของฐานรอง (Bulk) ที่แยกออกมาจากขั้วซอส (Source) โดยที่ขาทั้งสองไม่ได้เชื่อมต่อกัน ทำให้แรงดันระหว่างขั้วของฐานรอง (Bulk) และขั้วซอส (Source) ไม่เท่ากับศูนย์ ($V_{BS} \neq 0$) ดังนั้นแรงดันระหว่างขั้วของฐานรอง (Bulk) และขั้วซอส (Source) จึงไม่จำเป็นต้องมีค่าเท่ากัน

ตารางที่ 2.1 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์มีนั้ตชนิดต่าง ๆ

NMOS	PMOS

2.4 คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟตในโหมดเอ็นฮานซ์มีนั้

ลักษณะการทำงานของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์มีนั้ [3] ในที่นี้จะอธิบายเทียบกับมอสเฟตชนิดเอ็น โดยสามารถพิจารณาได้จากโครงสร้างรูปที่ 2.3 ซึ่งแสดงถึงการทำงานในช่วงต่าง ๆ ของ V_{DS} และ V_{GS} จากรูป 2.3 (ก) ขั้วซอส, ขั้วเดรนและขั้วของฐานรองต่อลงกราวด์ ในกรณีนี้มีผลให้มอสเฟตมีลักษณะการทำงานคล้ายกับเป็นตัวเก็บประจุ โดยมีขั้วเกตและผิวของซิลิกอนใต้ฉนวนซิลิกอนไดออกไซด์ทำหน้าที่เสมือนแผ่นระนาบ (Plate) ของตัวเก็บประจุ ซึ่งมีซิลิกอนไดออกไซด์ทำหน้าที่เป็นฉนวนกั้นระหว่างกลาง ถ้า V_{GS} มีค่าเป็นลบ ประจุพาหะชนิดบวกหรือโฮลจะถูกดึงดูดเข้ามาสะสมบริเวณช่องทางเดินกระแส มีผลให้บริเวณช่องทางเดินกระแสกลายเป็น p^+ และเรียกว่าช่องทางเดินกระแสสะสม (Accumulated Channel) บริเวณขั้วซอสและขั้วเดรนที่เป็น n^+ ถูกแยกจากกันด้วยช่องทางเดินกระแส p^+ เมื่อมองในลักษณะของวงจรสมมูลแล้ว จะพบว่ามีลักษณะของไดโอดสองตัวต่อหันหลังชนกัน (Back-to-Back Diodes) ดังนั้นถ้าจะเกิดกระแสไหลได้ แรงดันระหว่างขั้วซอสและขั้วเดรนจะต้องมีค่ามาก ๆ ซึ่งกระแสที่เกิดขึ้นจะเรียกว่าเป็นกระแสรั่วไหล (Leakage Current) หรือในกรณีที่แรงดันระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอสมีค่ามากจนทำให้มอสเฟตเกิดการพังทลาย

ในกรณีที่แรงดันขั้วเกตมีค่าเป็นบวกไม่มาก ประจุบวกข้างใต้ขั้วเกตจะถูกผลักออกไป ทำให้ช่องทางเดินกระแสเปลี่ยนไปเป็น p^- และเปลี่ยนเป็นบริเวณปลอดพาหะ (Depletion Region) ในที่สุด เมื่อแรงดันที่ขั้วเกตเพิ่มมากขึ้น ประจุลบหรืออิเล็กตรอนจะถูกดึงดูดเข้ามาที่บริเวณช่องทางเดินกระแส และช่องทางเดินกระแสจะแปรสภาพเป็นบริเวณ n ตามรูปที่ 2.3 (ข) ซึ่งเชื่อมต่อบริเวณขั้วซอสและขั้วเดรนเข้าด้วยกัน และลักษณะนี้เรียกว่า ช่องทางเดินกระแสกลับ (Inverted Channel) แรงดันระหว่างขั้วเกตและขั้วซอสที่ทำให้ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนใต้ขั้วเกตมีค่าเท่ากับความหนาแน่นของโฮลบริเวณฐานรอง เป็นนิยามของแรงดันขีดเริ่มของมอสเฟต (Transistor Threshold Voltage) ใช้สัญลักษณ์ V_T สำหรับค่าแรงดันระหว่างขั้วเกตและขั้วซอสมากกว่า V_T จะมีช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นเกิดขึ้น และสามารถเกิดการนำไฟฟ้าระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอสได้ สำหรับในกรณีที่แรงดันระหว่างขั้วเกตและขั้วซอสน้อยกว่า V_T นั้นปกติจะสมมติว่ามอสเฟตไม่ทำงาน (Off) และไม่มีกระแสไหลระหว่างขั้วซอสและขั้วเดรน อย่างไรก็ตาม การสมมติว่าไม่มีกระแสไหลระหว่างขั้วซอสและขั้วเดรนระหว่างที่มอสเฟตหยุดนำกระแสนั้น เป็นแค่เพียงการประมาณเท่านั้น แต่ในความเป็นจริง สำหรับแรงดันที่ขั้วเกตที่มีค่าใกล้เคียง V_T จะไม่ใช่แรงดันที่ทำให้เกิดมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างทันทีทันใด แต่แรงดันนั้นจะเป็นแรงดันที่ทำให้เกิดกระแสใต้ขีดเริ่ม (Subthreshold Current) ที่สามารถไหลได้ในปริมาณน้อย

เมื่อแรงดันระหว่างขั้วเกตและขั้วซอส V_{GS} มีค่ามากกว่า V_T จะทำให้เกิดช่องทางเดินกระแสขึ้น ดังนั้นเมื่อ V_{GS} เพิ่มขึ้น ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนในช่องทางเดินกระแสก็จะเพิ่มขึ้นด้วย และสรุปได้ว่าค่าความหนาแน่นของประจุพาหะจะแปรผันตาม $V_{GS} - V_T$ ซึ่งนิยามเป็น แรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่สามารถเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระหว่างขั้วเกตขั้วซอสประสิทธิผล (Effective Gate-Source Voltage) ใช้สัญลักษณ์ V_{eff} ดังนั้นค่าความหนาแน่นของประจุอิเล็กตรอน แสดงได้โดย

$$Q = C_{ox}(V_{GS} - V_T) = C_{ox}V_{eff} \quad (2.1)$$

โดย C_{ox} เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่เกตต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่

เมื่อแรงดันที่ขั้วเดรนมีค่ามากกว่าศูนย์โวลต์เล็กน้อย ทำให้เกิดความต่างศักย์ระหว่างขั้วซอสและขั้วเดรน มีผลให้เกิดกระแสไหลจากขั้วเดรนไปขั้วซอส ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{DS} และกระแส I_D จะเหมือนกับกรณีของความต้านทาน โดยมีความสัมพันธ์ดังนี้

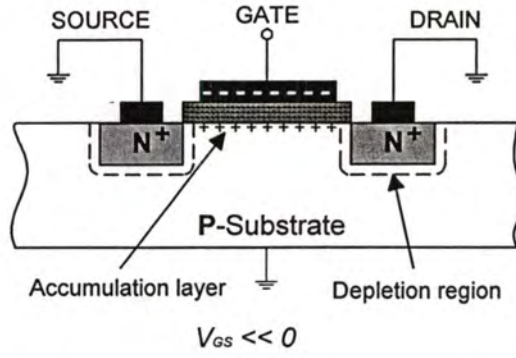
$$I_D = \mu Q \frac{W}{L} V_{DS} \quad (2.2)$$

ขณะที่ μ เป็นค่าความคล่องตัวของอิเล็กตรอนที่ผิวซิลิกอน และ Q เป็นค่าความหนาแน่นของประจุในช่องทางเดินกระแสต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ จากสมการ (2.1) และ (2.2) จะได้

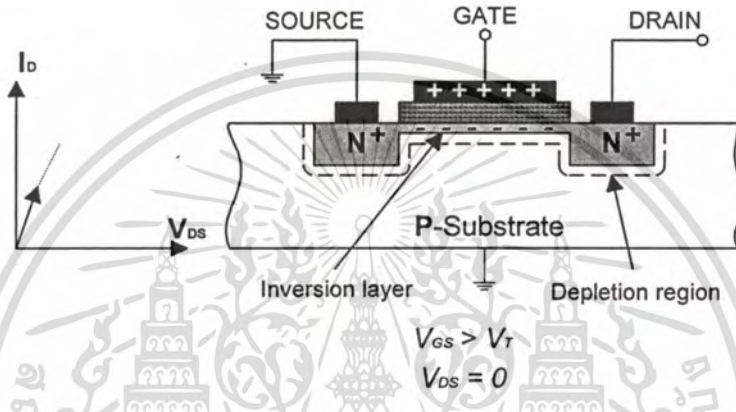
$$I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) V_{DS} \quad (2.3)$$

สมการ (2.3) นี้เป็นความสัมพันธ์ที่สามารถใช้ได้เพียงกรณีที่แรงดันระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอสมีค่าเข้าใกล้ศูนย์

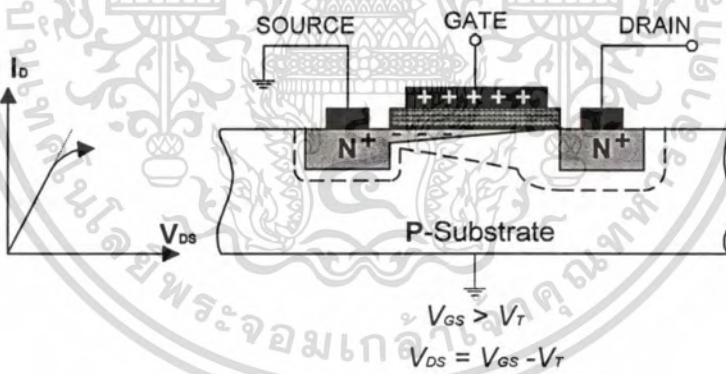
การทำงานของมอสเฟตในเชิงโครงสร้างอธิบายได้ตามรูปที่ 2.3 (ข) โดยเมื่อ V_{GS} มากกว่า V_T และ $V_{DS} = 0V$ ซึ่งขณะนี้ช่องทางเดินกระแสถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นแต่ไม่มีกระแสไหล เนื่องจากแรงดันระหว่างขั้วซอสและขั้วเดรนมีค่าเป็นศูนย์โวลต์ และเมื่อให้แรงดัน V_{DS} ค่าน้อย ๆ ค่าหนึ่งจะทำให้เกิดมีกระแสไหลผ่านช่องทางเดินกระแสได้ ซึ่งการทำงานของมอสเฟตในช่วงนี้ เสมือนเป็นตัวต้านทาน มีความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการ (2.3) และแสดงได้ด้วยกราฟในรูปที่ 2.3 (ข) และจะเห็นว่า I_D กับ V_{DS} สัมพันธ์กันอย่างเชิงเส้น สำหรับค่า V_{DS} น้อย ๆ



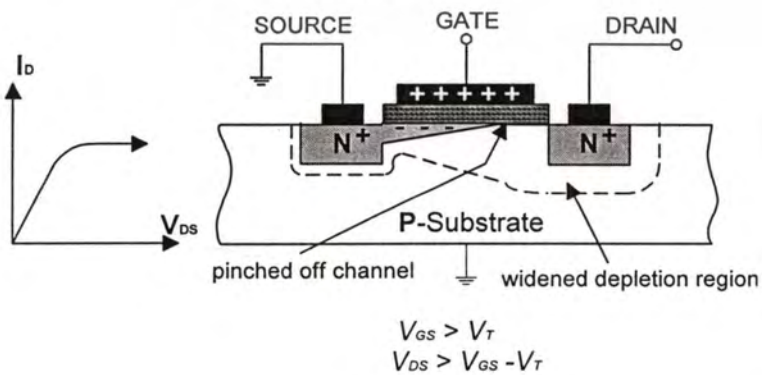
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 2.3 แสดงการทำงานของมอสเฟตในช่วงต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่โดยมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแรงดันระหว่างขั้วเกตและขั้วซอสเพิ่มมากขึ้น ความหนาแน่นของประจุพาหะที่ช่องทางเดินกระแสจะลดลงตามแนวช่องทางเดินกระแสจากขั้วซอสไปยังขั้วเกต ตามรูปที่ 2.3 (ค) การลดลงของประจุพาหะในช่องทางเดินกระแสนี้มีผลให้เกิดแรงดันตกคร่อมช่องทางเดินกระแสที่ตำแหน่งต่าง ๆ ไม่เท่ากัน กล่าวคือ สมมติว่าแรงดันที่ขั้วเกตมีค่ามากกว่าแรงดันที่ขั้วซอส จะมีการเพิ่มขึ้นของแรงดันจากขั้วซอสไปขั้วเกตอย่างต่อเนื่องภายในช่องทางเดินกระแส มีผลให้แรงดันตกคร่อมระหว่างขั้วเกตและช่องทางเดินกระแสจะมีค่าสูงสุดเท่ากับ V_{GS} ที่ตำแหน่งด้านขั้วซอส และแรงดันขั้วเกตช่องทางเดินกระแสมีค่าต่ำสุดที่ตำแหน่งปลายด้านขั้วเกต และค่าของแรงดันขั้วเกตที่ทำให้เกิดช่องทางเดินกระแสคือ $V_G = V_{GS} - V_T$ (เมื่อ $V_{GS} < V_T$ กระแสจะไม่ไหลและไม่มีช่องทางเดินกระแสเกิดขึ้น) เพื่อที่จะทำให้ช่องทางเดินกระแสเกิดขึ้นได้เป็นแนวยาวไปจนถึงจุดปลายด้านขั้วเกต แรงดันขั้วเกตจะต้องมีค่ามากกว่า V_{DS} นั่นคือ $V_G > V_{DS}$ หรือ $(V_{GS} - V_T) > V_{DS}$ ซึ่งหมายถึงแรงดันที่ขั้วเกตเมื่อเทียบกับทุกจุดในแนวช่องทางเดินกระแสจะต้องมีศักย์เป็นบวกจึงจะทำให้เกิดช่องทางเดินกระแส โดยในขณะนี้มีมอสเฟตทำงานและอยู่ในช่วงไม่อิ่มตัว กระแสขั้วเกต I_D จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มขึ้นของแรงดัน V_{DS} ตามกราฟในรูป 2.3 (ค) การทำงานของมอสเฟตในย่านนี้ ($V_{DS} < V_{GS} - V_T$) เรียกว่า ช่วง ไม่อิ่มตัว (Nonsaturation Region) เมื่อ V_{DS} มีค่ามากขึ้น จนกระทั่งมีค่า $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ มอสเฟตเริ่มเข้าสู่สภาวะอิ่มตัว และลักษณะโครงสร้างของมอสเฟตในช่วงนี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.3 (ค)

และเมื่อค่าของแรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้นไปอีกจนกระทั่งมีค่า $V_{DS} > V_{GS} - V_T$ ในกรณีนี้แรงดันที่ตกคร่อมช่องทางเดินกระแสที่ปลายด้านขั้วเกตมีค่าสูงกว่า $V_{GS} - V_T$ ดังนั้นจะทำให้เกิดภาวะพินช์ออฟ (Pinch off) กล่าวคือ ช่องทางเดินกระแสเริ่มจะขาดออก เริ่มจากบริเวณด้านขั้วเกต ทั้งนี้เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้าซึ่งจะมาเหนี่ยวนำให้มีการสะสมของประจุลบ เพื่อทำหน้าที่เป็นช่องทางเดินกระแส ดังนั้นช่องทางเดินกระแสจึงขาดออกจากกัน แสดงตามรูปที่ 2.3 (ง) และจะมีกระแสแพร่ (Diffusion Current) จากส่วนของขั้วซอสไปยังขั้วเกต ช่องทางเดินกระแสจะแสดงคุณสมบัติความต้านทานสูง และคล้ายกับเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (Constant Current Source) กระแสเดรนในภาวะนี้จึงมีค่าคงที่ แม้ว่า V_{DS} จะมีค่าเพิ่มขึ้นก็ตามแสดงในกราฟตามรูปที่ 2.3 (ง) การทำงานของมอสเฟตในย่านนี้เรียกว่า ช่วงอิ่มตัว (Saturation Region หรือ Active Region)

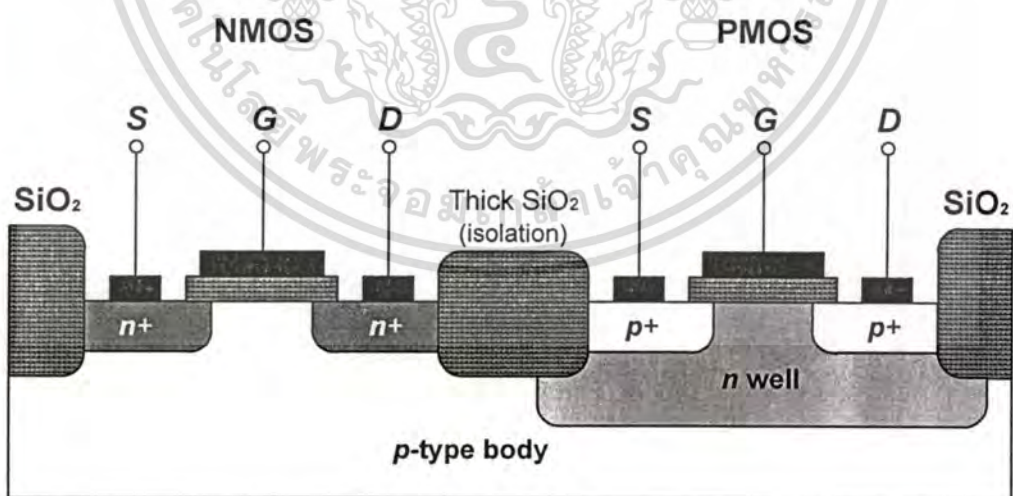
มอสเฟตแบบเอ็นแชนซ์มีนั้ชนิด P-Channel จะตรงกันข้ามกับมอสเฟตแบบเอ็นแชนซ์มีนั้ชนิด P-Channel เช่น ที่ฐานรอง (Substrate) จะเป็นสารกึ่งตัวนำชนิด N ในขณะที่ขั้วซอสและขั้วเกตจะเป็นสารชนิด P^+ โดยมีพาหะสำหรับนำกระแสเป็นโฮล ในส่วนของการทำงานจะเหมือนกับ N-Channel แต่แตกต่างกันที่ V_{GS} และ V_{DS} จะเป็นลบเช่นเดียวกับ V_T รวมทั้งกระแส I_D จะไหลเข้าขั้วซอสและออกจากขั้วเกต

ซึ่งในส่วนของมอสเฟตแบบดีฟลิชันที่ไม่ได้กล่าวถึงในที่นี้นั้น จะมีลักษณะโครงสร้างคล้ายกับมอสเฟตในโหมดเอ็นฮานซ์เมนต์ โดยแตกต่างกันเพียงโครงสร้างระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอร์สมีการเชื่อมต่อกันอยู่ในขณะที่ไม่ได้ป้อนแรงดันให้กับขั้วต่าง ๆ

จาก NMOS สามารถสร้างได้เล็กกว่า และทำงานได้เร็วกว่า PMOS เนื่องจาก NMOS ใช้ประจุพาหะอิเล็กตรอนในการนำกระแส ดังนั้นเทคโนโลยีของ NMOS ส่วนมากจะถูกนำมาแทนที่ PMOS แต่ก็ยังมีการใช้ PMOS ร่วมกับ NMOS รวมอยู่ในวงจรเดียวกันที่เรียกว่า CMOS

CMOS ย่อมาจาก Complementary MOS เป็นเทคโนโลยีที่นำมอสเฟตทั้งชนิดเอ็น (NMOS) และพี (PMOS) มาสร้างลงบนฐานรองเดียวกัน แม้ว่าวงจร CMOS จะสร้างได้ยากกว่า NMOS แต่ก็มีข้อดีคือ สามารถทำให้ออกแบบวงจรได้อย่างรวดเร็วและมีประสิทธิภาพ ในปัจจุบัน CMOS มีบทบาทสำคัญมากในเทคโนโลยีวงจรรวมแบบมอสเฟตและสามารถใช้ได้ทั้งวงจรรวมเชิงอุปมาน (analog) และเชิงเลข (digital) ในส่วนของเทคโนโลยีแบบ CMOS ได้เติบโตขึ้นอย่างรวดเร็วจึงทำให้นักออกแบบวงจรได้ให้ความสนใจในการออกแบบวงจรโดยใช้ CMOS มากขึ้น และได้มีการแปลงวงจรประยุกต์ (Application) จากเทคโนโลยีไบโพลาร์ ไปเป็นเทคโนโลยีแบบ CMOS มากมาย

รูปที่ 2.4 เป็นโครงสร้างแบบ CMOS และอธิบายถึงการสร้าง PMOS และ NMOS บนแผ่นฐานรองเดียวกัน สังเกตว่าขณะนี้ NMOS สามารถสร้างได้โดยตรง PMOS จะสร้างขึ้นได้โดยต้องสร้างบ่อเอ็น (n well) ขึ้นก่อน โดยที่มอสทั้งสองตัวถูกแยกจากกันโดยฉนวนออกไซด์



รูปที่ 2.4 โครงสร้างของ CMOS

จากลักษณะการทำงานของมอสเฟตที่ได้กล่าวมานั้น จะเห็นว่าเป็นการใช้แรงดันไฟฟ้าควบคุมปริมาณของกระแสไฟฟ้า ทำให้มีสมการความสัมพันธ์ของกระแสเดรน (I_D) กับแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระหว่างขั้วเกตและขั้วซอส (V_{GS}) และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของมอสเฟต ดังแสดงในสมการที่ 2.4 โดยอ้างอิงจากการไบอัสของมอสเฟตแบบเอ็นชานซ์มีนัต์ชนิด N-Channel ดังนี้

$$I_D = K' \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_T) * V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (2.4)$$

- โดยที่ K' = ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Process Transconductance) ของกระบวนการสร้างมีค่าเท่ากับ μC_{ox}
- μ = ค่าสภาพความคล่องตัวของโฮล หรือ อิเล็กตรอน (Surface Mobility of Carrier)
- C_{ox} = ค่าความจุไฟฟ้าต่อพื้นที่ของเกตออกไซด์ (Capacitance per Unit area of the Gate Oxide)
- W = ความกว้างของช่องทางเดินกระแส (Channel Width)
- L = ความยาวของช่องทางเดินกระแส (Channel Length)
- V_{GS} = แรงดันไฟฟ้าระหว่างเกตกับซอส (Gate-Source Voltage)
- V_{DS} = แรงดันไฟฟ้าระหว่างซอสกับเดรน (Drain-Source Voltage)
- V_T = แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage)

2.4.1 การจัดการไบอัสการทำงานของมอสเฟต

การจัดการไบอัสการทำงานของมอสเฟตแบ่งออกเป็น 3 ช่วงโดยพิจารณาจากค่า ($V_{DS}-V_T$) เป็นหลัก โดยสมการทั้งหมดอ้างอิงถึงการไบอัสมอสเฟตแบบเอ็นชานซ์มีนัต์ ชนิด N-Channel ดังต่อไปนี้

1. มอสเฟตไม่ทำงาน (Cut-off Region) เป็นช่วงที่ทำการไบอัสแรงดันที่ขาเกตกับซอส (V_{GS}) มีค่าน้อยกว่า V_{T0} (Threshold Voltage) มีผลทำให้ไม่มีกระแสเดรนไหล

$$I_D = 0 \quad V_{GS} < V_T \quad (2.5)$$

2. มอสเฟตทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว (Non-Saturation Region) หรือช่วงเป็นเชิงเส้น (Linear Region) หรือ ไตรโอด (Triode Region) จะต้องมีการไบอัสให้แรงดันระหว่างเกตและซอส (V_{GS}) มากกว่า V_T ขณะเดียวกันให้ค่าแรงดันไฟฟ้าที่เดรน-ซอส (V_{DS}) มีค่าน้อยกว่าค่า ($V_{GS}-V_T$) นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ $V_{GS} > V_T$ (Induced Channel) (2.6) ไม่ควรเผยแพร่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และรักษาแรงดัน V_{DS} ให้มีค่าน้อย ๆ เพื่อให้ช่องทางเดินกระแสมีความต่อเนื่อง นั่นคือ

$$V_{GS} - V_T = V_{DS} \quad (2.7)$$

ในย่านการทำงานจะสามารถประมาณได้โดยสมการที่ (2.8)

$$I_D = K' \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (2.8)$$

มีช่วงขอบเขตการทำงานคือ

$$V_{GS} - V_T > 0 \quad (2.9)$$

$$0 < V_{DS} \ll (V_{GS} - V_T) \quad (2.10)$$

ถ้า V_{DS} มีค่าน้อยกว่า 1 หรือไบอัสให้ $0 < V_{DS} \ll (V_{GS} - V_T)$ จะสามารถตัดเทอม $\frac{V_{DS}^2}{2}$

ในสมการได้และสามารถประมาณสมการได้เป็น

$$I_D = K' \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_T) * V_{DS}] \quad (2.11)$$

จากความสัมพันธ์อย่างเชิงเส้น จะแสดงการทำงานของมอสเฟตเป็นค่าความต้านทานที่มีความเป็นเชิงเส้น R_{DS} ถูกควบคุมด้วยค่าแรงดันของ V_{GS}

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} \cong \left[K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) \right]^{-1} \quad (2.12)$$

3. มอสเฟตทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) กล่าวคือไบอัสให้แรงดันระหว่างเกตและซอส (V_{DS}) มากกว่าหรือเท่ากับ ($V_{GS} - V_T$)

$$V_{GS} > V_T \quad (\text{Induced Channel}) \quad (2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_T \quad (\text{Pinched Off Channel}) \tag{2.14}$$

การทำงานในย่านอิ่มตัว V_{GS} จะมีค่ามากกว่า V_T และแรงดันที่ไดรเนเทียบกับเกทจะมากกว่าแรงดันขีดเริ่ม ส่วนขอบเขตย่านไทรโอดและย่านอิ่มตัวแสดงดังนี้

$$V_{DS} = V_{GS} - V_T \quad (\text{Boundary}) \tag{2.15}$$

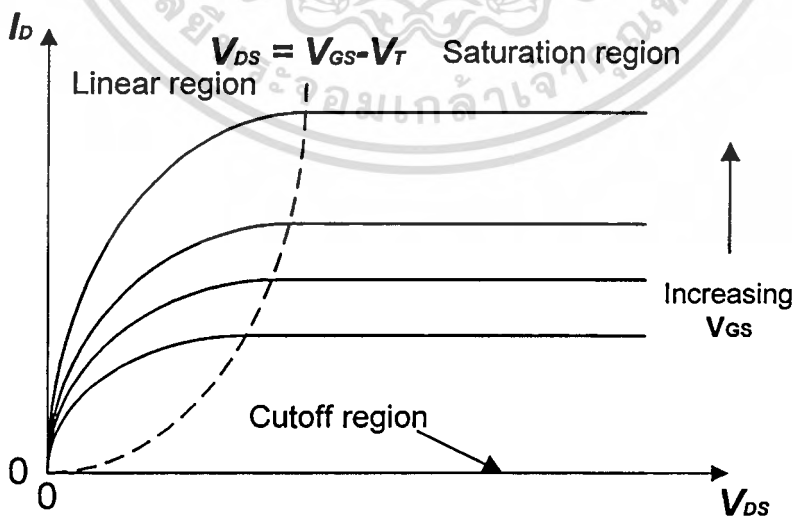
เมื่อแทนค่า V_{DS} ลงในสมการที่ 2.4 จะได้สมการความสัมพันธ์ของย่านอิ่มตัว

$$I_{DS} = \frac{K' W}{2 L} (V_{GS} - V_T)^2 \tag{2.16}$$

มีช่วงขอบเขตการทำงานคือ

$$V_{GS} - V_T > 0 \tag{2.17}$$

$$0 < (V_{GS} - V_T) \leq V_{DS} \tag{2.18}$$



รูปที่ 2.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง I_D และ V_{DS} ตามสมการ 2.4

จะเห็นว่าสมการกระแสในช่วงอิมิตัวที่ได้จะมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับแรงดันระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอร์ส V_{DS} แต่จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน ($V_{GS}-V_T$) ซึ่งทำให้สมการเป็นไปตามคุณลักษณะของกฎสมการกำลังสอง (Square-Law Equation) โดยมีกราฟแสดงคุณสมบัติการถ่ายโอน (Transfer Characteristic) ที่ขอบเขตระหว่างย่านไทรโอดกับย่านอิมิตัวถูกกำหนดด้วยสมการ $V_{DS}=V_{GS}-V_T$ ทำการแทนค่า V_{DS} ลงในสมการในย่าน Triode Region และ Saturate Region จะได้ว่า

$$I_D = \frac{K'}{2} \frac{W}{L} V_{DS}^2 \quad (2.19)$$

2.4.2 ผลของการเกิดมอดูเลชันตามความยาวของช่องทางเดินกระแส

จากการทำงานในย่านอิมิตัว กระแส I_D จะเป็นอิสระจากแรงดัน V_{DS} โดยจะมีค่าความต้านทานที่ขาเดรนมีค่าเท่ากับอนันต์ จากที่ทราบมาแล้วว่าเมื่อช่องทางเดินกระแสเกิดการ Pinched-Off ที่เดรน การเพิ่มขึ้นของค่า V_{DS} จะไม่มีผลต่อรูปร่างของช่องทางเดินกระแสเลย แต่ในทางปฏิบัติการเพิ่มขึ้นของ V_{DS} จาก $V_{DS,SAT}$ นั้นจะมีผลต่อรูปร่างของช่องทางเดินกระแสกล่าวคือในขณะที่ V_{DS} เพิ่มขึ้น จุด Pinched-Off จะเคลื่อนที่จากเดรนไปยังซอร์สเล็กน้อย ทำให้ความยาวประสิทธิผล (The Effective Channel Length) มีค่าลดลง ปรากฏการณ์ดังกล่าวเรียกว่า การเกิดมอดูเลชันตามความยาวของช่องทางเดินกระแสและจาก K' ซึ่งแปรผกผันตามกับ L ดังนั้น K' และ I_D จะเพิ่มขึ้นตาม V_{DS}

จากผลของการเกิดมอดูเลชันตามความยาวของช่องทางเดินกระแส (Channel-Length Modulation) นั้น สามารถนำมาสร้างเป็นสมการแสดงความสัมพันธ์กับกระแส I_D ได้ดังนี้

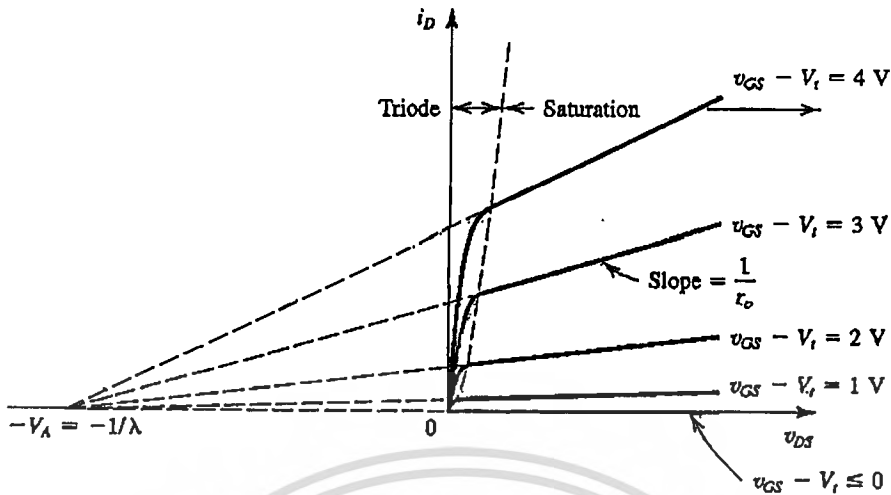
$$I_D = K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (2.20)$$

โดยที่ λ = Channel Length Modulation Factor

ซึ่งค่าคงที่ λ ของมอสเฟตจะมีค่าเป็นบวก

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นว่าเส้นประที่ลากจากเส้นตรงของกราฟ I_D - V_{DS} ในย่านอิมิตัวจะตัดแกน V_{DS} ที่ $-V_A$

$$V_{DS} = \frac{-1}{\lambda} \equiv -V_A \quad (2.21)$$



รูปที่ 2.6 ผลความสัมพันธ์ของ I_D และ V_{DS} เมื่อมีการเกิดมอดูเลชันตามความยาวช่องทางเดินกระแส

ผลของการเกิดมอดูเลชันตามความยาวของช่องทางเดินกระแสจะทำให้เกิดความต้านทานด้านขาออก

$$r_o = \left[\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right]_{V_{GS}=\text{CONSTANT}}^{-1} \quad (2.22)$$

โดยแทนความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.20)

$$r_o = [\lambda K' (V_{GS} - V_T)^2]^{-1} \quad (2.23)$$

สามารถประมาณได้ว่า

$$r_o = [\lambda I_D]^{-1} \quad (2.24)$$

ในวงจรรวมขนาดใหญ่ นั้น ฐานรวมจะเป็นขั้วร่วม (Common) สำหรับมอสเฟตหลาย ๆ ตัวในวงจรรวม ในการรักษาระดับไบอัสย้อนกลับระหว่างฐานรอกับช่องทางเดินกระแส ฐานรอกจะถูกต่อกับแหล่งจ่ายไฟที่เป็นลบสำหรับ NMOS และแหล่งจ่ายไฟที่เป็นบวกสำหรับ PMOS ผลของแรงดันไบอัสย้อนกลับระหว่างซอสและบอดี V_{SB} ใน N-Channel จะมีผลต่อการทำงานของมอสเฟตพิจารณา NMOS ที่ฐานรอกจะมีค่าเป็นลบเมื่อเทียบกับซอส แรงดันไบอัสย้อนกลับจะเป็นสาเหตุทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ส่วนตัวสำหรับการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่เชิงพาณิชย์ การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้เขตปลอดพาหะกว้างขึ้น ซึ่งทำให้ความลึกของช่องทางเดินกระแสลดลง ถ้าต้องการที่จะทำให้กลับไปเป็นเหมือนลักษณะเดิมจะต้องเพิ่มแรงดัน V_{GS} ซึ่งผลของ V_{SB} ที่มีต่อช่องทางเดินกระแสสามารถถูกพิจารณาเป็นการเปลี่ยนของ V_T โดยการเพิ่มขึ้นของ V_{SB} จะทำให้ V_T เพิ่มขึ้นไปด้วย

$$V_T = V_{T0} + \gamma \left[\sqrt{|2\phi_f| + V_{SB}} - \sqrt{|2\phi_f|} \right] \quad (2.25)$$

โดยที่

$$\gamma = \frac{\sqrt{2qN_A K_s \epsilon_0}}{C_{ox}} \quad (2.26)$$

ซึ่ง V_{T0} คือ ค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ที่ $V_{SB} = 0$

γ คือ Process Parameter

ϕ_f คือ Physical Parameter

แสดงให้เห็นว่าการเพิ่มขึ้นของ V_{SB} จะทำให้ V_T มีค่าเพิ่มขึ้นเช่นกัน ส่งผลทำให้ I_D ลดลง แม้ว่า V_{DS} อาจจะมีค่าคงที่ จะได้ว่าบอดีจะควบคุมการไหลของกระแสเดรน I_D ดังนั้นบอดีจะประพฤติตัวเป็นเกทอีกทาง สำหรับมอสเฟตปรากฏการณ์ดังกล่าวเรียกว่า “Body Effect”

2.4.3 ผลการเปลี่ยนตามอุณหภูมิ

ทั้ง V_T และ K จะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ ขนาดของ V_T มีค่าลดลงประมาณ $2\text{mV}/^\circ\text{C}$ การลดลงของ V_T จะทำให้กระแส I_D เพิ่มขึ้นในขณะที่อุณหภูมิเพิ่มขึ้น แต่ค่าของ K จะลดลงตามอุณหภูมิและการลดลงของ K จะมีผลมากกว่า V_T ดังนั้นผลที่ทำให้กระแสเดรน I_D ลดลงในขณะที่อุณหภูมิสูงขึ้นคือค่า K

2.4.4 การเกิดการเบรคดาวน์และการป้องกันทางขาเข้า

ขณะที่ทำการเพิ่มแรงดันที่เดรนจนกระทั่งแรงดันไบอัสย้อนกลับระหว่างเดรนและฐานรองถึงเบรคดาวน์ ที่เป็นแบบ Avalanche จะมีการเพิ่มปริมาณของกระแสขึ้นอย่างมาก ซึ่งแรงดันดังกล่าวโดยทั่วไปจะเกิดขึ้นที่แรงดัน $50\text{--}100\text{ V}$

ปรากฏการณ์เบรคดาวน์ที่เกิดขึ้นที่แรงดันต่ำ ๆ (ประมาณ 20 V) เรียกว่า Punch-Through ซึ่งมักจะเกิดในมอสเฟตที่มีขนาดของช่องทางเดินกระแสที่สั้น เมื่อทำการเพิ่มแรงดันที่เดรนจน

จนกระทั่งถึงจุดที่บริเวณหลอดพาหะรอบ ๆ บริเวณแคโรทอยด์ผ่านช่องทางเดินกระแสไปยังซอสจะทำให้กระแสแคโรทอยด์เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว

เบรคควาน์อีกชนิดหนึ่งที่สามารถจะทำให้มอสเฟตเกิดความเสียหายอย่างถาวรคือเบรคควาน์ที่เกิดจากแรงดันระหว่างเกตและซอสที่มีค่ามาก ๆ ซึ่งเป็นเบรคควาน์ของออกไซด์ที่เกต เนื่องจากค่าความต้านทานด้านเข้าของมอสเฟตนั้นมีค่าสูงมาก จึงสามารถทำให้จำนวนประจุสติดิยเพียงเล็กน้อยที่สะสมบนเกตสามารถทำให้แรงดันค่านั้น ๆ มีค่าสูงเกินค่าเบรคควาน์ได้ ในการที่จะป้องกันการสะสมของประจุที่เกตสามารถทำได้โดยการต่อ Clamplng Diode เข้าไปที่ขาเข้าของวงจรรวมที่ใช้มอสเฟต

2.5 แบบจำลองของมอสเฟตบนโปรแกรม PSPICE

ปัจจุบันในการออกแบบวงจรรวมต่าง ๆ สามารถทำการทดลองออกแบบและทราบถึงผลของการออกแบบได้โดยที่ยังไม่จำเป็นต้องทำการผลิต หรือทำการสร้างวงจรเพื่อทดลองหาพารามิเตอร์ต่าง ๆ เนื่องจากมีโปรแกรมคอมพิวเตอร์เข้ามาช่วยในการออกแบบ ซึ่งในโปรแกรมคอมพิวเตอร์เหล่านั้นสามารถจำลองลักษณะการทำงานของวงจรได้ใกล้เคียงกับวงจรที่ต้องการจะทำการสร้างขึ้น ทำให้ทราบถึงผลการออกแบบทั้งที่ยังไม่ได้ทำการผลิตจริง ซึ่งโปรแกรมเหล่านี้ในปัจจุบันได้มีบทบาทสำคัญมากในอุตสาหกรรมของการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์เพราะช่วยให้ประหยัดเวลาและต้นทุนในการผลิตวงจรรวม โปรแกรมที่เป็นที่นิยมใช้กันในปัจจุบัน ได้แก่ SPICE HSPICE (ได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายบนระบบปฏิบัติการ UNIX) และ PSPICE (นิยมใช้กับคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลหรือ PC)[6] ซึ่งโปรแกรมเหล่านี้ได้รับการพัฒนาขึ้นจากมหาวิทยาลัย Berkeley California ประเทศสหรัฐอเมริกา

มอสเฟตซึ่งถือกำเนิดเกิดขึ้นในช่วงเวลาที่ใกล้เคียงกันกับโปรแกรม PSPICE จึงทำให้ได้รับการพัฒนาควบคู่กันมาโดยตลอด และในการพิจารณาถึงแบบจำลอง (MODEL) ของมอสเฟตนั้นสามารถจำแนกออกเป็นสามรูปแบบตามความละเอียดของการคำนวณและการพิจารณาผลกระทบ (Effect) ต่าง ๆ ของกระบวนการสร้างมอสเฟต ซึ่งสามารถสรุปถึงความแตกต่างของแบบจำลองทั้งสามชนิดของมอสเฟตได้ดังนี้

1. LEVEL1 โดยปกติแล้วแบบจำลองของ LEVEL1 ที่อ้างอิงถึงแบบจำลองของ Shichman-Hodges โดยใช้คณิตศาสตร์พื้นฐานในการคำนวณ สามารถใช้ในการจำลองวงจรอย่างคร่าว ๆ ได้ ซึ่งไม่ต้องการค่าที่เที่ยงตรงมากนัก ใช้สำหรับมอสเฟตที่มีช่องทางเดินกระแสยาวและเกตออกไซด์หนา โดยโปรแกรมจะไม่พิจารณาถึงพฤติกรรมของช่องทางเดินกระแสที่สั้น (Short Channel Behavior) คือใช้แบบจำลองของมอสเฟตที่มีการประมาณมาจากทฤษฎี อย่างไรก็ตามการประมาณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ตาม LEVEL1 นี้ มีข้อดีคือ ใช้เวลาในการคำนวณและประสิทธิภาพของเครื่อง

คอมพิวเตอร์ไม่มากในการจำลองหาประสิทธิภาพของวงจรเพราะเป็นการจำลองหาประสิทธิภาพอย่างคร่าว ๆ

2. LEVEL2 แบบจำลองของ LEVEL2 นั้นจะแตกต่างจาก LEVEL1 ทั้งวิธีการคำนวณค่าความยาวของช่องทางเดินกระแสสัมพัทธ์ (ผลของ λ) และการเปลี่ยนสถานะจากช่วงไม่อิ่มตัวไปอยู่ในช่วงอิ่มตัว มีประโยชน์สำหรับมอสเฟตที่มีความยาวของช่องทางเดินกระแสสั้น เพราะจะใช้จำนวนของพารามิเตอร์ในการคำนวณมากขึ้น อย่างไรก็ตามถ้าพารามิเตอร์ของ LEVEL2 ถูกใช้พร้อมกันหมด แบบจำลองนี้จะต้องใช้เวลาและประสิทธิภาพของ CPU (Central Processing Unit) อย่างมากในการคำนวณหรือประมวลผลวงจร และทำให้บ่อยครั้งที่จะประสบปัญหาเกี่ยวกับการ Convergence ของ Newton-Raphson Algorithm ที่จะไม่พิจารณาถึงการช้อนทับที่อาจเกิดขึ้นได้ของบริเวณปลดพาหะ (Depletion Region) ของซอสและเดรนในอุปกรณ์ที่มีช่องทางเดินกระแสสั้นมาก ๆ นั่นก็คือผลของสนามไฟฟ้าทางด้านข้าง (Lateral Field Effect) ที่มีต่อความคล่องตัวของพาหะ และ Drain-Induced Barrier Lowering (DIBL) และจะทำการพิจารณาถึงผลของช่องทางเดินกระแสที่สั้น (Short Channel Effect) เพียงบางส่วนเท่านั้น

3. LEVEL3 แบบจำลองของ LEVEL3 เป็นแบบจำลองที่ได้ทำการแก้ไขข้อบกพร่องต่าง ๆ ที่ได้กล่าวถึงใน LEVEL2 โดยพื้นฐานแล้วจะคล้ายคลึงกับ LEVEL2 ในแง่ของโครงสร้างของพารามิเตอร์ที่มีจำนวนหลายตัวเหมือนกันหรือใกล้เคียงกันมากแต่จะแตกต่างกันที่ LEVEL3 นั้นจะใช้แบบจำลองกึ่งการทดลอง (Semi-Empirical Model) คือใช้แบบจำลองของแรงดันขีดเริ่มที่เพิ่มขึ้นเพิ่มพารามิเตอร์ η ซึ่งสามารถใช้อธิบาย DIBL นอกจากนี้แบบจำลอง Channel Length Modulation ที่ใช้ใน LEVEL1 และ LEVEL2 ซึ่งใช้ λ จะถูกแทนที่ด้วยแบบจำลองที่ซับซ้อนเพิ่มขึ้นเล็กน้อย ซึ่งเกี่ยวกับพารามิเตอร์ V_{max} และพารามิเตอร์กึ่งทดลอง (Semi-Empirical Parameter) อีกตัวหนึ่ง และสุดท้ายจะพิจารณาถึงการลดลงของค่าความคล่องตัวของพาหะเมื่อสนามไฟฟ้าด้านข้างมีค่ามาก แบบจำลองใน LEVEL3 นี้ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรในขั้นสุดท้ายเพื่อให้ได้ค่าประสิทธิภาพและคุณสมบัติต่าง ๆ ของวงจรให้ใกล้เคียงกับวงจรที่ต้องการจะสร้างขึ้น ดังนั้นแบบจำลองใน LEVEL3 นี้จะคิดทุกผลกระทบที่เกิดขึ้นกับมอสเฟตและพารามิเตอร์ทุกตัว เพื่อให้ได้ค่าต่าง ๆ ใกล้เคียงกับความจริงมากที่สุด เพราะฉะนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่า แบบจำลอง LEVEL3 เป็นแบบจำลองที่สามารถให้รายละเอียดของผลการทดลองได้มากที่สุด และจำเป็นจะต้องใช้เวลาและประสิทธิภาพของ CPU มากที่สุด โดยพารามิเตอร์ของมอสเฟตที่ใช้ในโปรแกรม PSPICE ได้สรุปไว้ในตารางที่ 2.2[5]

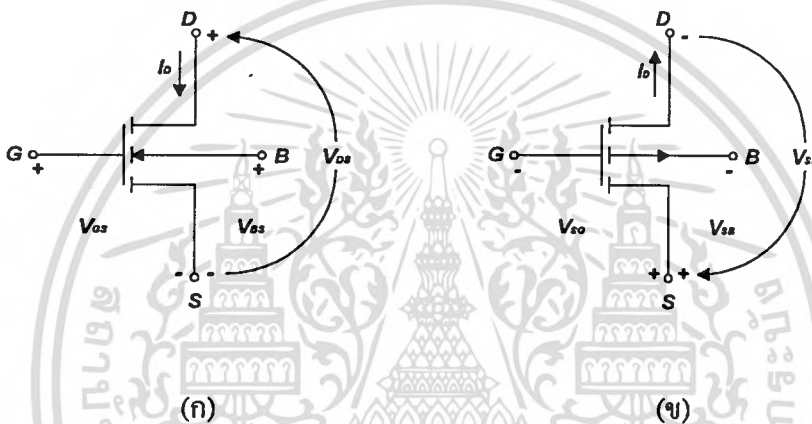
ตารางที่ 2.2 แสดงพารามิเตอร์ของแบบจำลองมอสเฟตที่ใช้ในโปรแกรม PSPICE

Symbol	SPICE Keyword	LEVEL	Parameter name	Default value	Typical value	Units
V_{to}	VTO	1-3	Zero-bias threshold voltage	1.0	1.0	V
K'	KP	1-3	Transconductance parameter	2×10^{-3}	3×10^{-3}	A/V^2
γ	GAMMA	1-3	Body-effect parameter	0.0	0.35	$V^{1/2}$
$2\phi_f$	PHI	1-3	Surface inversion potential	0.6	0.65	V
λ	LAMBDA	1,2	Channel-length modulation	0.0	0.02	V^{-1}
T_{ox}	TOX	1-3	Thin oxide thickness	1×10^{-7}	1×10^{-7}	m
N_A	NSUB	1-3	Substrate doping	0.0	1×10^{15}	cm^{-3}
N_{ss}	NSS	1-3	Surface state density	0.0	1×10^{10}	cm^{-2}
N_{fs}	NFS	2,3	Surface-fast state density	0.0	1×10^{10}	cm^{-2}
N_{eff}	NEFF	2	Total channel charge coefficient	1	5	
X_j	XJ	2,3	Metallurgical junction depth	0.0	1×10^{-4}	m
X_{η}	LD	1-3	Lateral diffusion	0.0	0.8×10^{-4}	m
T_{pg}	TPG	1-3	Type of gate material	1	1	
μ_0	UO	1-3	Surface mobility	600	700	$cm^2/(V.s)$
U_c	UCRIT	2	Critical electric field for mobility	1×10^{-4}	1×10^{-4}	V/cm
U_e	UEXP	2	Exponential coefficient for mobility	0.0	0.1	
U_t	UTRA	2	Transverse field coefficient	0.0	0.5	
V_{max}	VMAX	2,3	Maximum drift velocity of carriers	0.0	5×10^4	m/s
X_{qc}	XQC	2,3	Coefficient of channel charge share	0.0	0.4	
δ	DELTA	2,3	Width effect on threshold voltage	0.0	1.0	
K	KAPPA	3	Saturation field factor	0.2	1.0	
η	ETA	3	Static feedback on threshold voltage	0.0	1.0	
θ	THETA	3	Mobility modulation	0.0	0.05	V^{-1}
α_f	AF	1-3	Flicker-noise exponent	1.0	1.2	
K_f	KF	1-3	Flicker-noise coefficient	0.0	1×10^{-26}	
I_s	IS	1-3	Bulk junction saturation current	1×10^{-14}	1×10^{-15}	A
J_s	JS	1-3	Bulk junction saturation current per square meter	0.0	1×10^{-8}	A
ψ_0	PB	1-3	Bulk junction potential	0.80	0.75	V
C_j	CJ	1-3	Zero-bias bulk capacitance per square meter	0.0	2×10^{-4}	F/m^2
l/n	MJ	1-3	Bulk junction grading coefficient	0.5	0.5	
C_{jsw}	CJSW	1-3	Zero-bias perimeter capacitance per meter	0.0	1×10^{-9}	F/m
M_{jsw}	MJSW	1-3	Perimeter capacitance grading coefficient	0.33	0.33	
FC	FC'	1-3	Forward-bias depletion capacitance coefficient	0.5	0.5	
C_{gbo}	CGBO	1-3	Gate-bulk overlap capacitance per meter	0.0	2×10^{-10}	F/m
C_{gdo}	CGDO	1-3	Gate-drain overlap capacitance per meter	0.0	4×10^{-11}	F/m
C_{gso}	CGSO	1-3	Gate source overlap capacitance per meter	0.0	4×10^{-11}	F/m
R_D	RD	1-3	Drain ohmic resistance	0.0	10.0	Ω
R_S	RS	1-3	Source ohmic resistance	0.0	10.0	Ω
R_{sh}	RSH	1-3	Source and drain sheet resistance	0.0	30.0	Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.1 แบบจำลองของมอสเฟตสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่

แบบจำลองของมอสเฟตสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่ทั้งหมดได้ถูกพัฒนาขึ้นโดยการใช้อุปกรณ์มอสเฟตชนิด N-Channel ที่มีลักษณะการจัดวางขั้วของแรงดันและทิศทางกระแสเป็นไปตามรูปที่ 2.7 ซึ่งก็สามารถจะใช้แบบจำลองเดียวกันนี้กับอุปกรณ์มอสเฟตชนิด P-Channel ด้วย โดยในการใช้งานเพียงแต่ต้องกำหนดให้แรงดันตกคร่อมและทิศทางกระแสจะต้องกลับทิศทั้งหมดกับมอสเฟตชนิด N-Channel นั่นก็คือการคูณค่าของอุปกรณ์มอสเฟตชนิด N-Channel ด้วยค่า (-1) และใช้ค่าสัมบูรณ์กับค่าแรงดันขั้วเริ่มของมอสเฟตชนิด N-Channel จะได้ค่าที่เกิดขึ้นในมอสเฟตชนิด N-Channel จะมีค่าเป็นบวกเสมอเมื่อใช้ทิศทางกำหนดอ้างอิงดังแสดงดังรูป 2.7



รูปที่ 2.7 แบบจำลองของมอสเฟต (ก) NMOS (ข) PMOS

แบบจำลองข้างต้นนั้นเป็นแบบจำลองที่ถูกเสนอโดย Sah ซึ่งเป็นแบบจำลองที่เข้าใจง่าย และสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรได้ง่าย ส่วนแบบจำลองที่มักใช้ในโปรแกรม SPICE จะเป็นแบบจำลองที่ถูกนำเสนอโดย Shichman และ Hodes ซึ่งเป็นแบบจำลองที่พัฒนามาจากสมการความสัมพันธ์ที่ถูกกำหนดให้มีผลของการมอดูเลชันทางช่องทางเดินกระแสประกอบอยู่ด้วย ตามสมการ

$$I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_T) - \frac{V_{DS}}{2} \right] V_{DS} (1 + \lambda V_{DS}) \quad (2.27)$$

โดยที่ V_T คือค่าแรงดันขั้วเริ่มมีความสัมพันธ์ตามสมการ (2.25)

$$V_{TO} = V_T|_{V_{SB}=0} = V_{FB} + 2|\phi_f| + \frac{\sqrt{2q\epsilon_{si}N_{SUB}|2\phi_f|}}{C_{ox}} \quad (2.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{si}N_{sub}}}{C_{ox}} \quad (2.29)$$

$$\phi_F = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{N_{sub}}{n_i}\right) \quad (2.30)$$

$$V_{FB} = \phi_{GB} - \frac{Q_{ss}}{C_{ox}} \quad (2.31)$$

$$\phi_{GB} = \phi_F(substrate) - \phi_f(gate) \quad (2.32)$$

$$\phi_f(substrate) = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{n_i}{N_{sub}}\right) \quad (2.33)$$

$$\phi_f(gate) = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{N_{gate}}{n_i}\right) \quad (2.34)$$

$$Q_{ss} = N_{ss}q = \text{ประจุออกไซด์ (Oxide Charge)} \quad (2.35)$$

γ = พารามิเตอร์ค่าขีดเริ่มของบัค (Bulk Thershold Parameter)

ϕ_F = ความต่างศักย์ที่พื้นที่ผิวกลับอย่างหนาแน่น (Strong Inversion Surface Potential)

V_{FB} = ค่าแรงดันแบนราบ (Flat Band Voltage)

K = ค่าคงที่ของโบลต์แมน (Boltzmann's constant)

T = ค่าอุณหภูมิ

n_i = ความหนาแน่นของพาหะภายใน (Intrinsic Carrier Concentration)

ϵ_{si} = สภาพยอมของซิลิกอน (Permittivity of Silicon)

ϵ_{ox} = สภาพยอมของซิลิกอนไดออกไซด์ (Permittivity of SiO_2)

ในการออกแบบวงจรมักจะทำการออกแบบเพื่ออธิบายสมการของแบบจำลองที่มีพารามิเตอร์อยู่ในเทอมทางไฟฟ้ามากกว่าเทอมทางฟิสิกส์

$$I_D = \beta \left[(V_{GS} - V_T) - \frac{V_{DS}}{2} \right] V_{DS} \quad (2.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\beta = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \tag{2.37}$$

เนื่องจากมอสเฟตมีการทำงานหลายย่านสามารถแบ่งพิจารณาออกเป็น

1. ย่านคัตออฟ (Cutoff Region)

$$I_D = 0 \qquad V_{GS} - V_T \leq 0$$

ช่องทางเดินกระแสจะมีพฤติกรรมเป็นการปิดวงจร

2. ย่านไทร โอด (Triode Region)

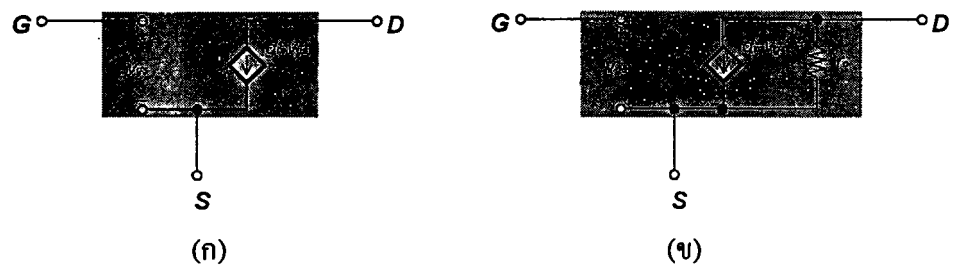
$$I_D = \beta \left[(V_{GS} - V_T) - \frac{V_{DS}}{2} \right] V_{DS} \qquad 0 \leq V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$$

3. ย่านอิ่มตัว (Saturation Region)

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2 \qquad 0 \leq V_{GS} - V_T \leq V_{DS}$$

2.5.2 แบบจำลองของมอสเฟตสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก

แบบจำลองของมอสเฟตสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก หรือ วงจรสมมูล (Small-Signal Equivalent Circuit Models) ของมอสเฟต เป็นการแทนอุปกรณ์มอสเฟตด้วยวงจรไฟฟ้า เพื่อที่จะสามารถนำไปใช้ในการวิเคราะห์ผลของการตอบสนองหรือพฤติกรรมของสัญญาณขนาดเล็ก โดยจะพิจารณาแยกกับการวิเคราะห์ผลของสัญญาณขนาดใหญ่ ที่พิจารณาเป็นปริมาณทางไฟตรง (DC Quantities) ซึ่งได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อ 2.5.1



รูปที่ 2.8 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต (ก) ไม่พิจารณาผลของ λ ขณะทำงานในช่วงอิ่มตัว (ข) พิจารณาผลของ λ โดยเพิ่มความต้านทานที่ขาออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.48) พบว่าค่าของ g_m เป็นพารามิเตอร์ชนิดหนึ่งของสัญญาณขนาดเล็กที่ขึ้นอยู่กับค่ากระแสเดรน I_D ซึ่งเป็นเงื่อนไขการทำงานของสัญญาณขนาดใหญ่ และในกรณีที่มีมอสเฟตทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว จากสมการที่ (2.26) และ (2.47) จะได้

$$g_m = \frac{K'W}{L} V_{DS} (1 + \lambda V_{DS}) \cong \frac{K'W}{L} V_{DS} \quad (2.42)$$

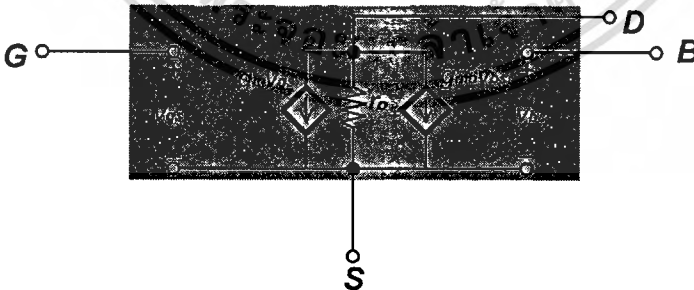
แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ได้กล่าวถึงข้างต้น เป็นแบบจำลองที่ยังไม่พิจารณาถึงผลของฐานรอง (Body Effect) ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อฐานรองนั้นไม่ได้ค่ออยู่กับปลายด้านซอส และทำให้เกิด v_{bs} ขึ้น แสดงตามรูปที่ 2.10

สัญญาณ v_{bs} จะทำให้เกิดกระแสเดรน $g_{mb} v_{bs}$ โดย g_{mb} เป็นค่าทรานคอนดักแตนซ์ที่ฐานรอง (Body Transconductance)

$$g_{mb} = \left. \frac{\partial I_d}{\partial V_{sb}} \right|_{v_{gs} = \text{CONSTANT}} \quad \left. \frac{\partial I_d}{\partial V_{ds}} \right|_{v_{ds} = \text{CONSTANT}} \quad (2.43)$$

กรณีมอสเฟตทำงานในช่วงอิ่มตัว จากสมการ (2.20), (2.25), และ (2.29) จะได้

$$g_{mbs} = g_m \frac{\gamma}{2(2|\phi_F| + V_{SB})^{\frac{1}{2}}} = \eta g_m \quad (2.44)$$



รูปที่ 2.9 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต กรณีที่ฐานรองไม่ค่ออยู่กับซอส

กรณีของมอสเฟตที่ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว จากสมการ (2.25), (2.25), และ (2.36) จะได้

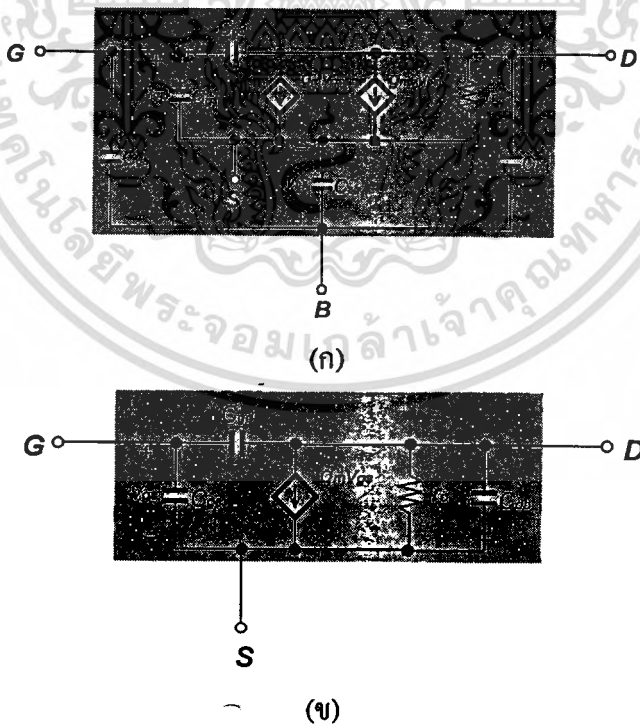
$$g_{mbs} = \frac{\beta \gamma V_{DS}}{2(2|\phi_F| + V_{SB})^{\frac{1}{2}}} \quad (2.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.3 แบบจำลองของมอสเฟตสำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูง

จากหัวข้อที่แล้ว ซึ่งได้กล่าวถึงวงจรสมมูลหรือแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต และในหัวข้อนี้ จะเป็นการนำเสนอถึงแบบจำลองของมอสเฟตสำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูง ซึ่งได้รวมเอาค่าความเก็บประจุ (Capacitances) มาพิจารณาด้วย จากรูป 2.10 (ก) ได้แสดงถึงแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต ที่ได้รวมถึงตัวเก็บประจุทั้งหมดจำนวนห้าตัว คือ C_{gs} , C_{gd} , C_{gsb} , C_{gdb} และ C_{db} อย่างไรก็ตามวงจรนี้ค่อนข้างยุ่งยากและซับซ้อนในการวิเคราะห์ด้วยมือ แต่เหมาะสมสำหรับการวิเคราะห์โดยใช้การจำลองการทำงาน โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ และในรูปที่ 2.10 (ข) ได้แสดงวงจรสมมูลกรณีที่ขอสเชื่อมต่อกับฐานรอง ซึ่งวงจรที่ได้มีความสะดวกในการวิเคราะห์มากกว่าวงจรในรูป 2.10 (ก) มาก แต่อย่างไรก็ตามวงจรในรูป 2.10 (ค) เป็นวงจรที่เหมาะสมในการวิเคราะห์ด้วยมือมากที่สุด โดยพิจารณาว่าค่าความจุ C_{db} มีค่าน้อยมาก ๆ ซึ่งจะทำให้ได้วงจรที่วิเคราะห์ได้ง่ายมากขึ้น

ค่าความจุทั้งห้าที่ได้กล่าวถึงข้างต้น มีเพียงค่าความจุที่เกทขอส C_{gs} เท่านั้นที่มีบทบาทสำคัญที่สุดในบรรดาค่าความจุทั้งห้า และเป็นพื้นฐานในการวิเคราะห์และพิจารณาที่ความถี่สูง ขณะที่ค่าความจุ C_{gsb} และ C_{gdb} เป็นค่าความจุแฝง (Parasitic Capacitances) ในย่านดีพลีชัน (Depletion Region) ระหว่างฐานรองกับขอสและฐานรองกับเดรนตามลำดับ และมีค่าเป็น

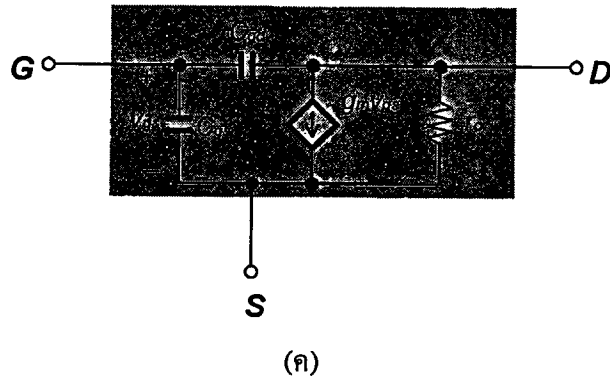


รูปที่ 2.10 แบบจำลองวงจรสมมูลของมอสเฟต

(ก) แบบจำลองวงจรสมมูลของมอสเฟตที่ความถี่สูง

(ข) วงจรสมมูลสำหรับกรณีขอสต่อกับฐานรอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 (ต่อ)

(ก) วงจรสมมูลตามรูป (ข) กรณี C_{db} มีค่าน้อยมาก

$$C_{sb} = \frac{A_s C_{sb0}}{\left(1 + \frac{V_{SB}}{\psi_0}\right)^{\frac{1}{n}}} \quad (2.46)$$

และ

$$C_{db} = \frac{A_d C_{db0}}{\left(1 + \frac{V_{DB}}{\psi_0}\right)^{\frac{1}{n}}} \quad (2.47)$$

โดย

$n = 2$ กรณีรอยต่อพีเอ็นเป็นแบบขั้นบันได (step junction)

$n = 3$ กรณีรอยต่อพีเอ็นเป็นแบบทางลาด (graded junction)

C_{sb0} และ C_{db0} เป็นค่าความจุไฟฟ้ากรณี V_{SB} และ V_{DB} มีค่าเป็นศูนย์ ตามลำดับ

ψ_0 เป็นแรงดันที่รอยต่อพีเอ็นขณะที่แรงดันภายนอกเป็นศูนย์ (built-in potential)

A_s และ A_d เป็นพื้นที่ของซอสและเดรน รวมถึงพื้นที่ด้านข้าง (sidewall)

ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างเกตและฐานรอง C_{sb} เป็นค่าความจุไฟฟ้าแฝงของออกไซด์ (Parasitic Oxide Capacitance) ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างชั้นสารทางด้านเกต (โลหะหรือโพลีซิลิกอน) กับฐานรอง โดยค่าความจุไฟฟ้า C_{sb} จะมีค่าคงที่ จริง ๆ แล้วค่าความจุไฟฟ้าแฝงชนิดนี้ จะวางตัวตามแนวโพลีซิลิกอนและโลหะบนแผ่นชิพ และจะถูกพิจารณาเฉพาะการจำลองและคำนวณของวงจรและคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่ความถี่สูง โดยใช้คอมพิวเตอร์ ค่าโดยทั่วไปจะขึ้นอยู่กับความหนาของออกไซด์ และมีค่าอยู่ในช่วง 0.04 ถึง 0.15 เฟมโตฟารัดต่อตารางไมครอนของรอยต่อที่เชื่อมต่อกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความจุไฟฟ้า C_{gs} และ C_{gd} เกิดจากเกทกับซอสและเกทกับเดรนตามลำดับ โดยที่ C_{ox} เป็นค่าความจุออกไซด์ต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่จากเกทถึงช่องทางเดินกระแส ทำให้ค่าความจุไฟฟ้าทั้งหมดข้างได้เกทมีค่าเท่ากับ $C_{ox}WL$ ซึ่งค่านี้เป็นค่าโดยแท้จริงของการทำงานของมอสเฟต และเป็นรูปแบบการใช้งานในการควบคุมให้เกิดการนำไฟฟ้าที่ช่องทางเดินกระแส ขณะที่ในช่วงที่มอสเฟตทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว ค่าความจุไฟฟ้านี้จะแบ่งออกเป็นสองส่วนเท่า ๆ กันระหว่างซอสและเดรนจะได้

$$C_{gs} = C_{gd} = \frac{1}{2} C_{ox}WL \quad (2.48)$$

ขณะที่มอสเฟตทำงานในช่วงอิ่มตัว ช่องทางเดินกระแสจะหดแคบลงจนกระทั่งขาดออกที่ปลายทางด้านเดรน ซึ่งทำให้แรงดันเดรนมีผลเพียงเล็กน้อยเท่านั้นต่อทั้งช่องทางเดินกระแสและประจุที่เกท ดังนั้นจึงทำให้ค่าของ C_{gs} ส่วนหนึ่งที่โดยทั่วไปแล้วมีค่าเป็นศูนย์ในช่วงการทำงานอิ่มตัว ขณะที่อีกส่วนซึ่งเกิดจากค่าความจุแฝงที่ออกไซด์ เนื่องจากบางส่วนของเกทซ้อนทับกับบางส่วนของเดรน โดยค่า C_{gs} มีค่าอยู่ในระดับ 1 ถึง 10 เฟมโตฟารัด

ในการคำนวณค่า C_{gs} ในช่วงอิ่มตัว เราต้องคำนวณค่าจำนวนประจุทั้งหมด Q_T ที่อยู่ในช่องทางเดินกระแส ซึ่งมีค่าเป็น

$$Q_T = \frac{2}{3} WLC_{ox}(v_{GS} - V_T) \quad (2.49)$$

ดังนั้น

$$C_{gs} = \frac{\partial Q_T}{\partial v_{gs}} = \frac{2}{3} WLC_{ox} \quad (2.50)$$

นอกจากนี้ ค่าความจุ C_{gs} ยังต้องรวมกับส่วนที่เกิดจากค่าความจุออกไซด์แฝง เนื่องจากพื้นที่บางส่วนของเกทซ้อนทับกับพื้นที่บางส่วนของซอส

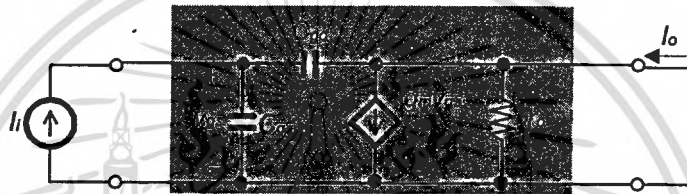
คุณสมบัติที่สำคัญอีกประการหนึ่ง สำหรับการทำงานที่ความถี่สูงของมอสเฟต ที่ทำงานเป็นวงจรขยาย คือ ความถี่ที่มีอัตราขยายเป็นหนึ่ง (Unity-Gain Frequency) f_T โดยมีนิยามว่า เป็นความถี่ที่อัตราขยายกระแสของมอสเฟตที่อยู่ในรูปแบบของวงจรซอสร่วม (Common Source Configuration) มีค่าเป็นหนึ่งขณะที่ปัดวงจร (Short-Circuit) จากรูปที่ 2.11 แสดงแบบจำลองไฮบริด-ไพล์ (Hybrid- π) ของมอสเฟตในลักษณะซอสร่วมระหว่างขาเข้าและขาออกพอร์ท โดยในการ

หาอัตราขยายกระแสขณะปิดวงจร จะต้องทำการป้อนแหล่งกำเนิดกระแส I_i ที่ขาเข้า และที่ขาออกปิดวงจร และทำการหากระแสที่ขาออกได้

$$I_o = g_m V_{gs} - sC_{gd} V_{gs} \quad (2.51)$$

จากที่กล่าวข้างต้น C_{gd} มีค่าน้อยมาก มีผลให้พจน์สุดท้ายของสมการ (2.50) มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ แล้วจะได้สมการใหม่ คือ

$$I_o \cong g_m V_{gs} \quad (2.52)$$



รูปที่ 2.11 แสดงการหาอัตราขยายกระแสขณะปิดวงจร

จากรูปที่ 2.11 สามารถแสดง V_{gs} ในพจน์ของกระแสขาเข้า I_i ได้

$$V_{gs} = \frac{I_i}{s(C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.53)$$

จากสมการ (2.51) และ (2.52) จะได้อัตราขยายกระแสขณะปิดวงจร

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{g_m}{s(C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.54)$$

โดย $s = j\omega$ และจะได้ขนาดของอัตราขยายกระแสมีค่าเป็นหนึ่งที่ความถี่

$$\omega_T = g_m / (C_{gs} + C_{gd}) \quad (2.55)$$

ดังนั้นความถี่ที่อัตราขยายเป็นหนึ่ง $f_T = \omega_T / 2\pi$ คือ

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.56)$$

ซึ่งค่าของ f_T แปรผันตามค่า g_m และแปรผกผันกับค่าความจุไฟฟ้าภายในตัวมอสเฟต เมื่อแทนค่า g_m ในสมการ (2.13) จะพบว่าค่า f_T ที่ได้จะขึ้นอยู่กับค่ากระแสเดรนซึ่งสามารถสรุปได้ว่ากระแสเดรนมีส่วนในการทำงานของมอสเฟตที่ความถี่สูง ค่าโดยทั่วไปของ f_T จะมีค่าอยู่ในช่วงประมาณ 100 เมกกะเฮิรตซ์ (MHz) สำหรับเทคโนโลยีแบบเก่า (เช่น เทคโนโลยีกระบวนการผลิต CMOS 5 ไมครอน) และมีค่าหลาย ๆ กิกะเฮิรตซ์ (GHz) สำหรับเทคโนโลยีความเร็วสูง (High-speed technologies) ที่ใหม่กว่า เช่น เทคโนโลยีกระบวนการผลิต CMOS 0.8 ไมครอน)

2.6 บทสรุป

ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงชนิดและลักษณะของมอสเฟต โดยสามารถแบ่งออกตามลักษณะของการทำงานได้เป็นมอสเฟตแบบเอ็นชานซ์เมนต์โหมด และมอสเฟตแบบดีพลีชันโหมด โดยในบทนี้ได้อธิบายถึงโครงสร้างและลักษณะการทำงาน, การเกิดช่องทางเดินกระแส และแบบจำลองของมอสเฟตสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่, แบบจำลองของมอสเฟตสำหรับสัญญาณขนาดเล็กและแบบจำลองของมอสเฟตสำหรับสัญญาณเล็กที่ความถี่สูง ซึ่งจะต้องทำการพิจารณาถึงค่าความจุไฟฟ้าต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นจากโครงสร้างของมอสเฟตและอิทธิพลของอุณหภูมิที่มีต่อมอสเฟต แบบจำลองของมอสเฟตที่ใช้ในโปรแกรม PSPICE ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นั้นเป็นโปรแกรม PSPICE version 5.3 ซึ่งโปรแกรม PSPICE นี้สามารถจำลองการทำงานของวงจรที่ได้ทำการออกแบบ และสิ่งที่ได้กล่าวถึงมาทั้งหมดนี้จะเป็นพื้นฐานของการออกแบบวงจรโดยใช้อมอสเฟต ซึ่งจะได้กล่าวถึงในบทต่อไป

บทที่ 3

วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส

3.1 บทนำ

วงจรสายพานกระแส (Current Conveyor) เป็นวงจรปฏิบัติการที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณทางด้านอนาล็อกที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่น ๆ เพื่อก่อกำเนิดวงจรที่ประมวลผลสัญญาณแบบอนาล็อกในโหมดกระแสหรือแรงดันแบบต่าง ๆ กันได้มากมาย ลักษณะของวงจรสายพานกระแสจะมีความคล้ายคลึงกับวงจรประเภทออปแอมป์ (Op-Amps) ซึ่งเป็นที่รู้จักกันโดยทั่วไป โดยข้อแตกต่างระหว่างวงจรสายพานกระแสกับวงจรออปแอมป์ที่มีความเด่นชัดก็คือวงจรออปแอมป์เป็นวงจรทางด้านอนาล็อกที่ทำงานในโหมดแรงดันซึ่งเป็นโหมดที่ใช้งานกันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน แต่สำหรับวงจรสายพานกระแสนั้นจะเป็นวงจรที่ปฏิบัติการทางด้านกระแสแบบอนาล็อกที่ทำงานในโหมดกระแส วงจรสายพานกระแสนั้นเป็นวงจรที่ได้รับการพัฒนาต่อเนื่องกันมาเป็นลำดับ โดยเริ่มจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (CCI), วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) และวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII) ตามลำดับ โดยในบทนี้จะกล่าวถึงความเป็นมาของวงจรสายพานกระแสตั้งแต่รุ่นที่หนึ่งที่มีการพัฒนาจนถึงปัจจุบันอย่างคร่าว ๆ จากนั้นจะเป็นการนำเสนอวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) รวมถึงการวิเคราะห์คุณสมบัติต่าง ๆ ทางไฟฟ้าของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) ตลอดจนหลักการของทรานส์ลีนีเยร์และวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่ใช้เป็นหลักการในการออกแบบวงจร CCCII

3.2 ประวัติความเป็นมาของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแส

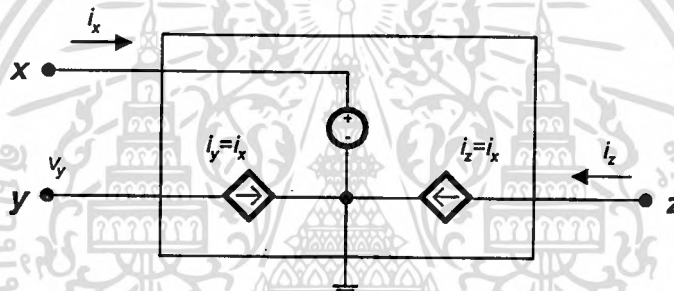
3.2.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (First Generation Current Conveyor: CCI)

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง เป็นวงจรที่ถูกนำเสนอขึ้นเป็นครั้งแรกในปี ค.ศ.1968 โดย K.C.Smith และ A.S.Sedra[11] วงจร CCI จัดเป็นวงจรประเภท 3 ขั้ว (Port) คือมีขั้ว x และ y เป็นขั้วของจุดสัญญาณทางด้านขาเข้าและขั้ว z เป็นขั้วของจุดของสัญญาณทางด้านขาออกตามลำดับ ซึ่งโดยหลักการการทำงานพื้นฐานของวงจร CCI คือ ถ้ามีศักดาไฟฟ้า (v) ตกคร่อมจุดสัญญาณทางด้านขาเข้าที่ขั้ว y แล้วจะปรากฏให้มีศักดาไฟฟ้าค่าเท่ากันที่ขั้ว x และในขณะเดียวกันถ้ามีกระแสไฟฟ้า (i) ไหลผ่านจุดสัญญาณทางด้านขาเข้าที่ขั้ว x ก็จะมีกระแสค่าเท่ากันไหลผ่านที่ขั้ว y และกระแสค่าเดียวกันนี้จะถูกนำพา (Conveyor) ไปเป็นกระแส ณ จุดของสัญญาณทางด้านขาออกที่ขั้ว z ซึ่งเป็นขั้วของอุปกรณ์ที่มีค่าความต้านทาน (Impedance) สูงด้วย นอกจากนี้ค่าศักดาไฟฟ้าที่ปรากฏนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กฎขึ้นที่ขั้ว x (ซึ่งถูกกำหนดโดยเกี่ยวเนื่องกับค่าศักดาไฟฟ้าทางด้านขั้ว y) นั้นจะไม่ขึ้นกับค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขั้ว x และค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขั้ว y (ซึ่งถูกกำหนดค่าโดยกระแสทางด้านขั้ว x) นั่นก็จะไม่ขึ้นกับค่าศักดาไฟฟ้าที่ไหลผ่านขั้ว y เช่นเดียวกัน จากความสัมพันธ์ของตัวแปรทางไฟฟ้าต่าง ๆ ดังกล่าวสามารถแสดงในรูปของความสัมพันธ์ทางเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \tag{3.1}$$

จากคุณสมบัติตามสมการที่ (3.1) นี้สามารถที่จะนำไปเขียนเป็นวงจรสมมูลในรูปแบบของบล็อกไดโอดแอมป์ของวงจร CCI ได้ดังแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 วงจรสมมูลของวงจร CCI

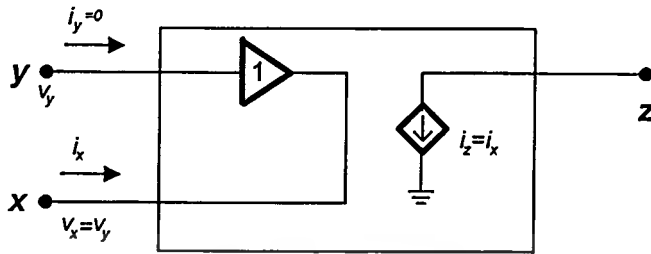
3.2.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second Generation Current Conveyor : CCII)

ในปี ค.ศ.1970 ซึ่งเป็นระยะเวลาสองปีต่อมาหลังจากที่ K.C.Smith และ A.S.Sedra ได้ทำการนำเสนอวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (CCI) บุคคลทั้งสองได้ทำการปรับปรุงวงจรและได้นำเสนอแนวความคิดของหลักการของวงจรสายพานกระแสขึ้นมาใหม่[12] ซึ่งมีคุณสมบัติที่แตกต่างและสามารถประยุกต์ใช้งานได้หลากหลายมากกว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (CCI) เช่น นำไปประยุกต์เป็น วงจรประเภท Active Network และ วงจรประเภท Analog Computation ได้ง่าย ซึ่งเรียกววงจรที่ได้รับการพัฒนาใหม่นี้ว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง โดยใช้สัญลักษณ์ตัวอักษรแทนด้วย CCII โดยคุณสมบัติของวงจร CCII สามารถแสดงได้ตามความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ของตัวแปรไฟฟ้าต่าง ๆ ดังต่อไปนี้คือ

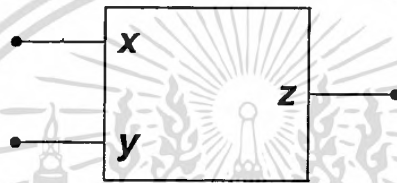
$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.2) สามารถใช้เข้าไปเขียนวงจรสมมูลของวงจรได้ดังรูปที่ 3.2 และกำหนดให้สัญลักษณ์เป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลของวงจร CCII



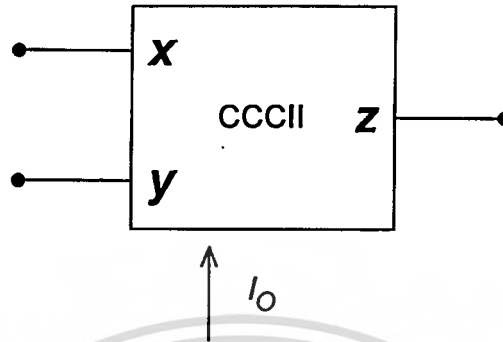
รูปที่ 3.3 สัญลักษณ์ของวงจร CCII ซึ่งมีลักษณะเหมือนกับวงจร CCI

3.2.3 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (Second Generation Current Controlled Conveyor : CCCII)

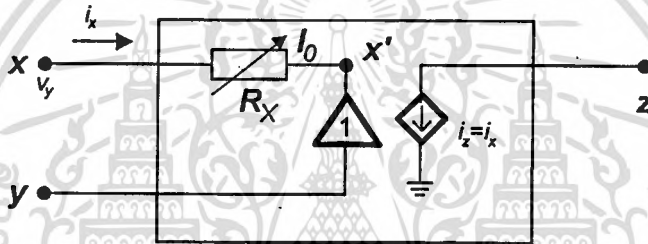
วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสเป็นวงจรที่ได้ถูกทำการนำเสนอขึ้นมาในปี ค.ศ. 1995[13] ซึ่งคุณสมบัติพื้นฐานโดยทั่วไปของวงจร CCCII นั้นจะมีความคล้ายคลึงกันกับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) แต่สำหรับวงจร CCCII จะมีค่าความต้านทานภายในทางด้านขั้ว x ซึ่งค่าความต้านทานภายในที่เกิดขึ้นนี้สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัสของวงจร กล่าวคือ วงจร CCCII เป็นอุปกรณ์ประเภท 3 ขั้ว ได้แก่ ขั้ว x , y และ z โดยขั้ว x จะเป็นขั้วที่มีค่าความต้านทานขาเข้า (Input Impedance) ขึ้นกับกระแสไบอัส I_o , ขั้ว y จะเป็นขั้วที่มีค่าความต้านทานขาเข้าสูง และ ขั้ว z จะเป็นขั้วที่มีค่าความต้านทานขาออกสูง (ดังรูปที่ 3.5)

องค์ประกอบของวงจร CCCII นั้นเป็นวงจรที่สร้างขึ้นมาจากวงจรทรานซิสลีย์ที่ประกอบขึ้นมาจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (Bipolar Transistor) ที่ต่ออยู่ในลักษณะรูปประกอบร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror : CM) วงจร CCCII จะมีกระแสทางด้านขั้ว z คือ i_z เท่ากับกระแสทางด้านขั้ว x ซึ่งเขียนแทนด้วย i_x และ i_x มีทิศทางเดียวกันนั้นคือไหลเข้าหรือไหลออกจากวงจรเหมือนกันจะจัดเป็นวงจร CCCII แบบบวก (Noninverting) ใช้สัญลักษณ์อักษรย่อว่า CCCII+ ส่วนในกรณีที่กระแสทั้งสองกลับทิศทางกันวงจรจะถูกจัดเป็น CCCII แบบลบ (Inverting) นิยมเขียนแทนด้วยอักษรย่อว่า CCCII- ซึ่งสัญลักษณ์ของวง

จร CCCII มีโครงสร้างแสดงดังรูปที่ 3.4 โดยที่เครื่องหมายบวกและลบแสดงถึงทิศทางของกระแสทางด้านขั้ว z



รูปที่ 3.4 สัญลักษณ์ของวงจร CCCII



รูปที่ 3.5 วงจรสมมูลของวงจร CCCII

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นแล้วว่า คุณสมบัติที่แตกต่างระหว่างวงจร CCCII และ วงจร CCII ก็คือ วงจร CCCII จะคำนึงถึงค่าความต้านทานภายในที่เกิดขึ้นทางด้านขั้ว x โดยจะใช้สัญลักษณ์แทนด้วย R_x (ดังรูปที่ 3.5) ซึ่งความต้านทานดังกล่าวจะมีค่าเปลี่ยนแปลงขึ้นกับกระแสไบอัส (I_o) ของวงจร จากรูปวงจรสมมูลตามรูปที่ (3.5) จะเขียนแสดงความสัมพันธ์เชิงเมทริกซ์ของวงจร CCCII ได้ดังนี้คือ

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

โดยที่ค่า R_x มีค่าเท่ากับ

$$R_x = \frac{V_T}{2I_B} \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CMOS Current Controlled Current Conveyor Circuit: CCCII)

วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCI) นั้น เป็นวงจรที่เกิดจากการปรับปรุงจากวงจรสายพานกระแสแบบเดิม โดยนำหลักการของทรานส์ลิเนียร์รูปและทฤษฎีของอุปกรณ์จำพวกมอสเฟตเข้ามาใช้ในการออกแบบวงจร[10] ซึ่งวงจร CCCII ที่ทำการออกแบบนั้น จะมีลักษณะการทำงานคล้ายกับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCI) คือมีสัญลักษณ์ของวงจรและวงจรสมมูลของวงจรคล้ายคลึงกัน ดังรูปที่ (3.4) และ (3.5) ตามลำดับ โดยจากลักษณะการทำงานของวงจร CCCII แบบซิมอสนั้นสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดเหมือนกับวงจร CCCII แบบเดิมคือ วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดบวก (CCCI+) โดยมีความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์แสดงลักษณะของการทำงานของวงจร CCCII+ ดังนี้ คือ

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

และ วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดลบ (CCCI-) โดยมีความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์แสดงลักษณะของการทำงานของวงจร CCCII- ดังนี้ คือ

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

ในส่วนของคุณค่าความต้านทานภายใน (R_x) ที่เกิดขึ้นที่ขั้ว x จะเกิดขึ้นเมื่อใช้กระแสไบอัส ($I_{control}$) ที่ป้อนให้กับวงจร CCCII และค่า R_x ก็คือค่าความต้านทานแฝง (Parasitic Resistance) ที่ขั้ว x จะมีค่าแตกต่างจากค่าของความต้านทานภายในจากวงจร CCCII ที่ส่วนมากจะเป็นการออกแบบมาจากกลุ่มของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากวงจร CCCII+ และ วงจร CCCII- ที่ทำการออกแบบในวิทยานิพนธ์นี้นั้น เป็นการออกแบบจากอุปกรณ์ประเภทมอสเฟตทั้งหมด ซึ่งทำให้มีค่าความต้านทานภายในที่เกิดขึ้นที่ขั้ว x มีค่าเท่ากับ

$$R_x = \frac{1}{(g_{mn} + g_{mp})} \quad (3.7)$$

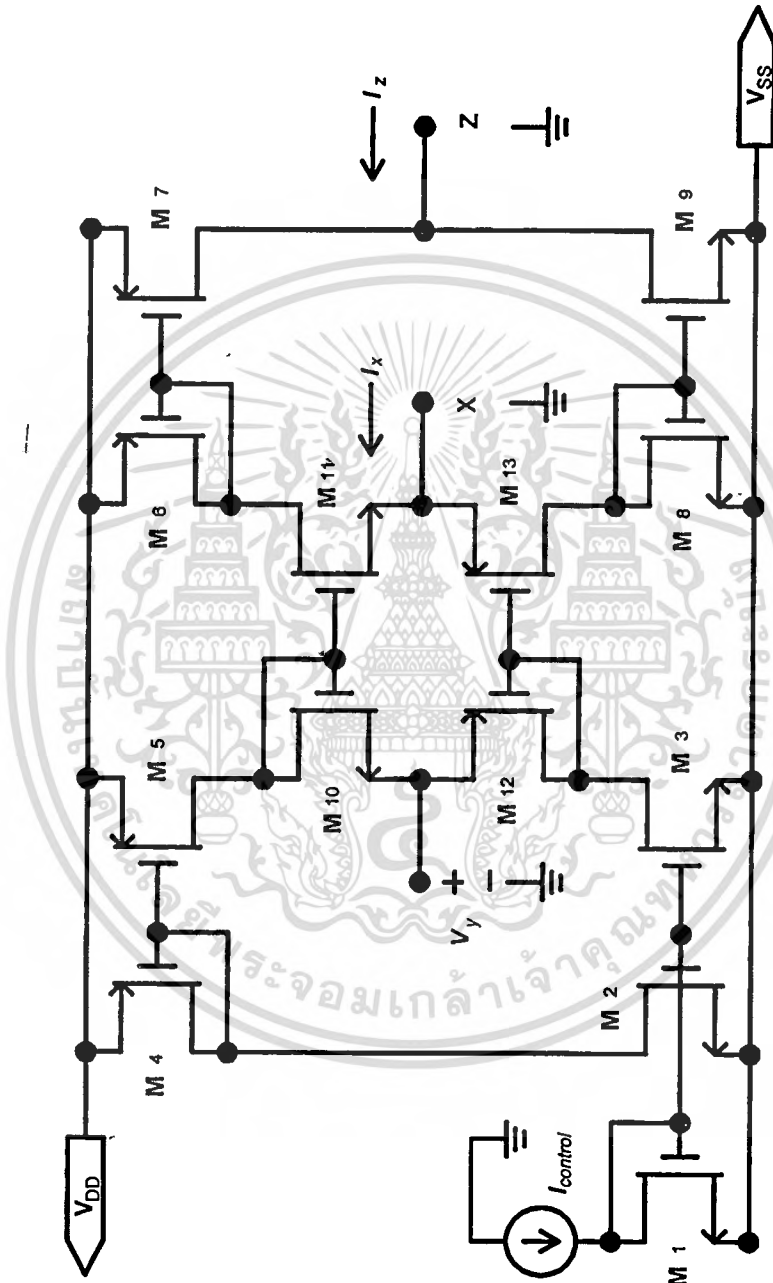
แต่เนื่องจากในการออกแบบวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) นั้นได้กำหนดให้มอสเฟตทุกตัวมีความคล้ายคลึงกันทุกประการ นั่นคือ

$$g_{mn} = g_{mp} \quad (3.8)$$

และจากสมการ (2.52) และสมการ (3.8) ทำให้สามารถเขียนสมการ (3.7) ได้ใหม่เป็น

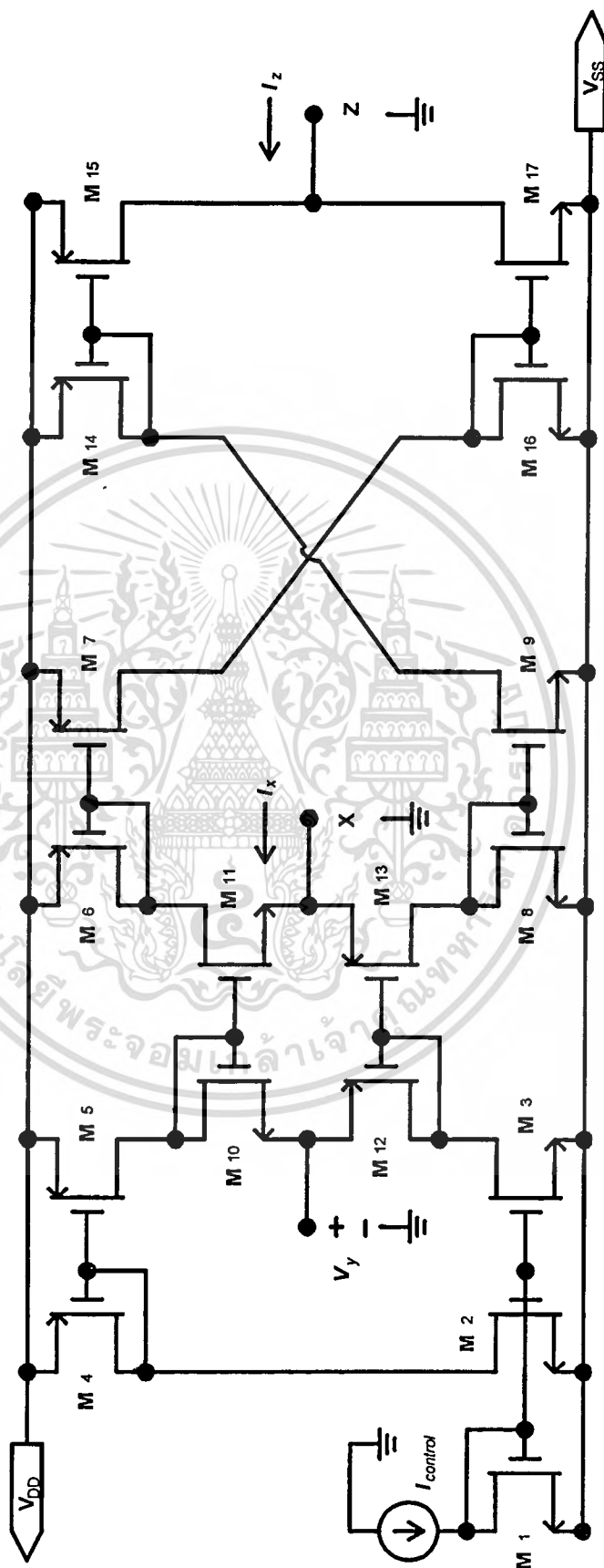
$$R_x = \frac{V_{gs}}{2I_{control}} \quad (3.9)$$

วงจร CCCII+ ที่ได้ทำการออกแบบจากการใช้หลักการของทรานส์ลิเนียร์รูปและทฤษฎีของมอสเฟตในวิทยานิพนธ์นี้นั้น จะประกอบไปด้วยมอสเฟตทั้งหมด 13 ตัว ดังรูปที่ 3.6 ซึ่งภายในวงจร CCCII+ จะประกอบไปด้วยมอสเฟต M10 ถึง M13 ที่ต่อรวมกันอยู่เป็นวงจรแบบทรานส์ลิเนียร์รูป กระแส $I_{control}$ เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่ทำการจ่ายกระแสให้กับมอสเฟต M1 ซึ่มอสเฟต M1 ถึง M3 เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก จะทำการสะท้อนกระแสจาก I_{DM1} ซึ่งมีค่าเท่ากับ $I_{control}$ ไปยัง I_{DM2} หลังจากนั้นจะมีการสะท้อนกระแสอีกครั้งจาก $I_{DM2}=I_{DM4}=I_{control}$ ไปยัง I_{DM5} โดยในการสะท้อนกระแสครั้งนี้เป็นการสะท้อนกระแสแบบลบที่เกิดขึ้นจากการสะท้อนกระแสของมอสเฟต M4 และ M5 โดยมีอัตราการสะท้อนกระแสของวงจรสะท้อนกระแสของวงจรสะท้อนกระแสทั้งสองมีค่าเท่ากับหนึ่งเท่า กระแส I_{DM5} นี้จะเป็นกระแสไบอัสให้มอสเฟต M10 โดยมีค่าเท่ากับ $I_{DM5}=I_{control}$ และกระแสอีกส่วนหนึ่งจากมอสเฟต M1 จะถูกสำเนา (Copy) ออกมาจากวงจรสะท้อนกระแสอีกส่วนหนึ่ง โดยมีค่าเท่ากับ $I_{DM1}=I_{control}$ ไปยัง I_{DM3} ซึ่ง $I_{DM1}=I_{DM2}=I_{DM3}$ โดย I_{DM3} จะเป็นกระแสไบอัสให้มอสเฟต M12 ซึ่งมีค่าเท่ากับ $I_{control}$ เมื่อให้กระแสไบอัสที่มีค่าน้อยให้กับวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์รูป จะมีความต้านทานแฝงปรากฏเกิดขึ้นที่ขั้ว x โดยที่ค่า R_x จะมีค่าดังในสมการที่ (3.7) โดยเมื่อนำกระแสจากภายนอกป้อนเข้าสู่ขั้ว x ซึ่งค่าแรงดัน V_x จะมีค่าเท่ากับ $V_y + i_x R_x$ และค่าความต้านทานที่พิจารณาเข้าไปยังขั้ว y จะมีค่าสูงมาก ทำให้ไม่สามารถมีกระแสไหลผ่านได้ ดังนั้นจะได้ว่า $i_y = 0$ ส่วนกระแส $i_z = i_x$ นั้น สามารถพิจารณาได้จากการที่สมมติว่าขณะนั้นมีกระแส i_x ไหลเข้าที่ขั้ว x จะเกิดมีค่ากระแสไหลผ่านมอสเฟต M13 เท่ากับ i_x ต่อจากนั้นกระแส i_x ก็จะไหลเข้าสู่วงจรสะท้อนกระแสแบบบวกที่ประกอบด้วยมอสเฟต M8 และ M9 โดยอัตราการสะท้อนกระแสเท่ากับหนึ่งเท่า ดังนั้นกระแส $I_{DM8}=i_x$ จะถูกสะท้อนไปยัง I_{DM9} ซึ่งกระแส I_{DM9} นี้ จะไปปรากฏขึ้นที่ขั้ว z โดยมีทิศทางการไหลของกระแสเข้าที่ขั้ว z เป็นกระแส i_z ส่วนในกรณีที่ค่ากระแส i_x ไหลออกจากขั้ว x จะเกิดกระแส i_x ไหลผ่านมอสเฟต M11 ต่อจากนั้นกระแส i_x จะถูกสะท้อนกระแสด้วยมอสเฟต M6 และ M7 ซึ่งเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ ด้วยอัตราการ



รูปที่ 3.6 วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดบวก (CCCI+)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 วงจรสายพานกระแสไฟฟ้าควบคุมด้วยกระพริบ (CCCII-)

สะท้อนกระแสเท่ากับหนึ่งเท่า ซึ่งกระแส $I_{DM7}=I_{DM8}=i_x$ นี้จะปรากฏขึ้นที่ขั้ว z ทำให้เกิดกระแส i_x ต่อไป

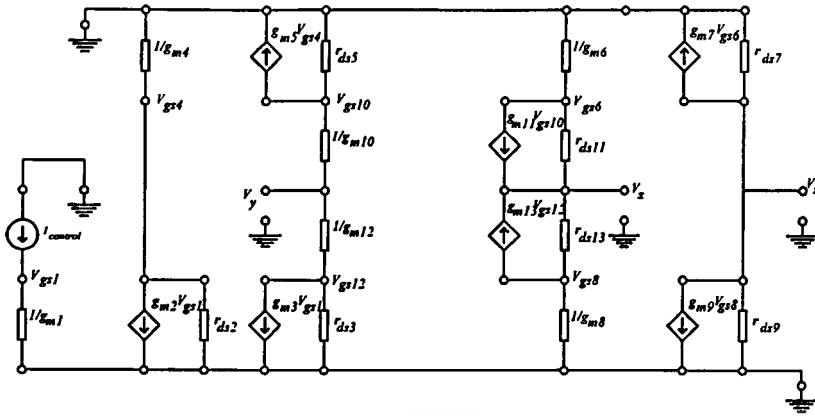
ในส่วนการทำงานของวงจร CCCII- ที่ทำการออกแบบในวิทยานิพนธ์นี้นั้นจะประกอบไปด้วยมอสเฟตทั้งหมด 17 ตัว โดยทำการเพิ่มวงจรสะท้อนกระแสขึ้นมาจากวงจร CCCII+ อีกสองชุด โดยทำการสะท้อนกระแสไขว้กัน แสดงดังรูปที่ (3.7) ถ้าพิจารณากระแส i_x ไหลเข้าที่ขั้ว x กระแส i_x จะไหลผ่านมอสเฟต M13 แล้วถูกสะท้อนกระแสเป็น I_{DM9} และจะไหลเข้าสู่วงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่ประกอบด้วยมอสเฟต M14 และ M15 ด้วยอัตราการสะท้อนกระแสเป็นหนึ่งเท่า ดังนั้นกระแส $I_{DM9}=I_{DM14}=i_x$ จะถูกสะท้อนไปยัง I_{DM15} ไปปรากฏขึ้นที่ขั้ว z มีทิศทางการไหลของกระแสออกจากขั้ว z ซึ่งมีทิศทางตรงกันข้ามกับกระแส i_x เป็นกระแส $-i_x$ ส่วนในกรณีที่กระแส i_x ไหลออกจากขั้ว x กระแส i_x จะไหลผ่านมอสเฟต M11 และถูกสะท้อนกระแสเป็น I_{DM7} ต่อจากนั้นกระแส I_{DM7} จะถูกสะท้อนด้วยมอสเฟต M16 และ M17 ซึ่งเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก ด้วยอัตราการสะท้อนกระแสเท่ากับหนึ่ง ซึ่งกระแส $I_{DM7}=I_{DM16}=i_x$ จะถูกสะท้อนไปยัง I_{DM17} และกระแส I_{DM17} นี้จะไปปรากฏขึ้นที่ขั้ว z ซึ่งมีทิศทางการไหลของกระแสเข้าที่ขั้ว z ทำให้เกิดเป็นกระแสแบบ $-i_x$ ซึ่งมีทิศทางตรงกันข้ามกับกระแส i_x

3.4 การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCII ในทางทฤษฎี

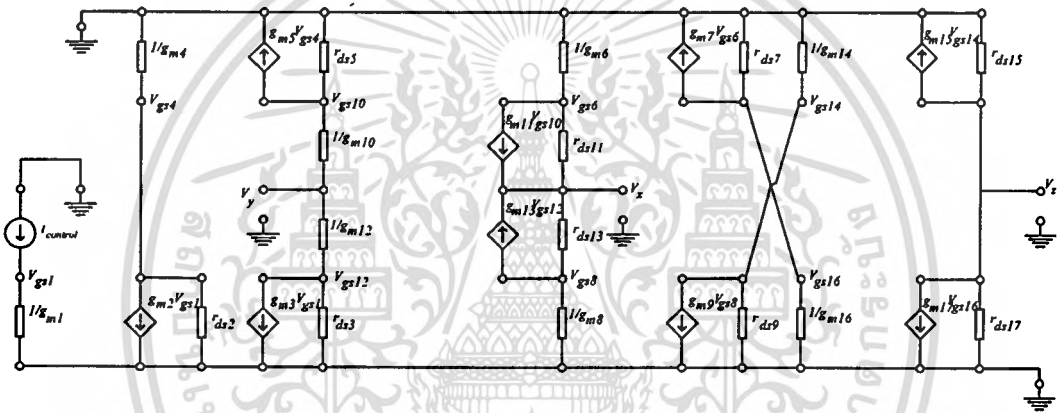
ในหัวข้อนี้ เป็นการวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) โดยคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่ทำการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้แก่ การวิเคราะห์หาความต้านทานทางด้านขาเข้าของวงจร CCCII (Input Resistance), การวิเคราะห์หาความต้านทานทางด้านขาออกของวงจร CCCII (Output Resistance), การวิเคราะห์หาความถี่ในการปฏิบัติงาน (Frequency Response) และ การวิเคราะห์ค่าพิสัยพลวัต (Dynamic Range) ซึ่งในการวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าเหล่านี้ของวงจร CCCII นั้น จะทำการแทนทั้งวงจร CCCII+ และวงจร CCCII- ด้วยวงจรสมมูลของมอสเฟตสำหรับการวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal Analysis) ที่ความถี่ต่ำ ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2

3.4.1 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าขั้ว x ของวงจร CCCII (Input Resistance)

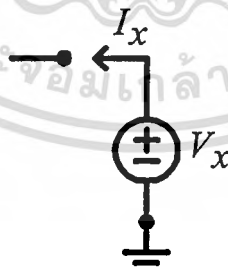
ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานทางด้านขาเข้าทางด้านขั้ว x ของวงจร CCCII นั้นจะใช้แบบจำลองสำหรับความถี่ต่ำดังรูปที่ 3.8 และ 3.9 ในการวิเคราะห์ และใช้สมการกระแส $V=IR$ ในการคำนวณ โดยจะทำการต่อ ขั้ว y และ ขั้ว z ลงกราวด์ แล้วทำการป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน V_x เข้าที่ขั้ว x ซึ่งจะทำให้เกิดกระแส I_x มีทิศทางการไหลเข้าทางที่ขั้ว x ดังรูป



รูปที่ 3.8 วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดเล็กของวงจร CCCII+ สำหรับความถี่ต่ำ



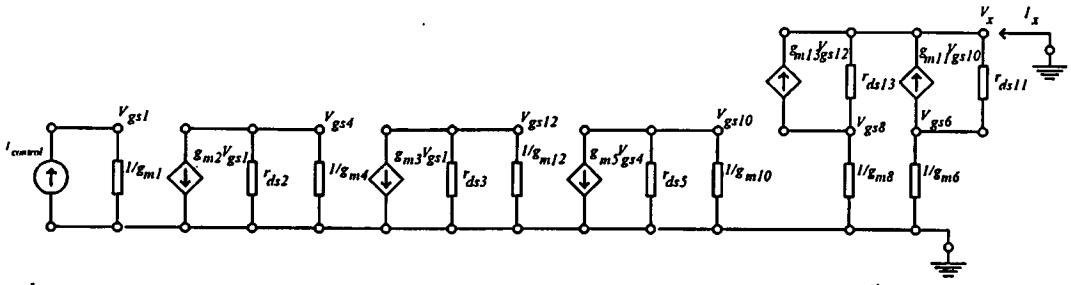
รูปที่ 3.9 วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดเล็กของวงจร CCCII- สำหรับความถี่ต่ำ



รูปที่ 3.10 การต่อแรงดัน V_x เข้าที่ทางเข้า x เพื่อหาค่าความต้านทานขาเข้าที่เข้า x

3.4.1.1 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าที่เข้า x ของวงจร CCCII+

จากการป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน V_x เข้าที่ทางขาเข้าของเข้า x นั้น ทำให้ได้วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าของวงจร CCCII+ รูปที่ 3.8 เป็นดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลของวงจร CCCII+ สำหรับการหาค่าความต้านทานขาเข้าขั้ว x

ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานทางด้านขาเข้าขั้ว x นั้นจะใช้กฎของเคอร์ชอฟท์ (KCL) เข้ามาช่วยในการวิเคราะห์ จะได้สมการตามโหนด (Node) ต่าง ๆ ดังนี้

ที่ Node V_{gs1} :

$$g_{m1} V_{gs1} = I_{control} \quad (3.10)$$

ที่ Node V_{gs4} :

$$g_{m4} V_{gs4} + \frac{V_{gs4}}{r_{ds4}} + g_{m2} V_{gs1} = 0 \quad (3.11)$$

ที่ Node V_{gs12} :

$$g_{m12} V_{gs12} + \frac{V_{gs12}}{r_{ds3}} + g_{m3} V_{gs1} = 0 \quad (3.12)$$

ที่ Node V_{gs10} :

$$g_{m10} V_{gs10} + \frac{V_{gs10}}{r_{ds5}} + g_{m5} V_{gs4} = 0 \quad (3.13)$$

ที่ Node V_x :

$$\frac{V_x}{r_{ds13}} + \frac{V_x}{r_{ds11}} - \frac{V_{gs8}}{r_{ds13}} - \frac{V_{gs6}}{r_{ds11}} - g_{m13} V_{gs12} - g_{m11} V_{gs10} = I_x \quad (3.14)$$

ที่ Node V_{gs8} :

$$g_{m8}V_{gs8} + \frac{V_{gs8}}{r_{ds13}} - \frac{V_x}{r_{ds13}} + g_{m13}V_{gs12} = 0 \quad (3.15)$$

ที่ Node V_{gs6} :

$$g_{m6}V_{gs6} + \frac{V_{gs6}}{r_{ds11}} - \frac{V_x}{r_{ds11}} + g_{m11}V_{gs10} = 0 \quad (3.16)$$

จากรูปที่ 3.11 พบว่าแหล่งจ่ายกระแส $I_{control}$ เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ และในการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กลักษณะนั้นสามารถกำหนดให้ $I_{control}$ มีค่าเป็น 0 ได้ และจากสมการที่ (3.10) จะได้

$$V_{gs1} = 0 \quad (3.17)$$

เมื่อนำค่า $V_{gs1}=0$ ไปแทนค่าในสมการที่ (3.11) และ (3.12) จะได้

$$V_{gs4} = V_{gs12} = 0 \quad (3.18)$$

เมื่อนำค่า $V_{gs4}=0$ ไปแทนค่าในสมการที่ (3.13) จะได้

$$V_{gs10} = 0 \quad (3.19)$$

และนำค่า $V_{gs10}=V_{gs12}=0$ ไปแทนค่าในสมการที่ (3.14), (3.15) และ (3.16) จะได้

$$\frac{V_x}{r_{ds13}} + \frac{V_x}{r_{ds11}} - \frac{V_{gs8}}{r_{ds13}} - \frac{V_{gs6}}{r_{ds11}} = I_x \quad (3.20)$$

$$g_{m8}V_{gs8} + \frac{V_{gs8}}{r_{ds13}} - \frac{V_x}{r_{ds13}} = 0 \quad (3.21)$$

$$g_{m6}V_{gs6} + \frac{V_{gs6}}{r_{ds11}} - \frac{V_x}{r_{ds11}} = 0 \quad (3.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.21) นำมาจัดรูปใหม่จะได้

$$V_{gs8} = \frac{V_x}{(1 + r_{ds13} g_{m8})} \quad (3.23)$$

และจากสมการที่ (3.22) นำมาจัดรูปใหม่จะได้

$$V_{gs6} = \frac{V_x}{(1 + r_{ds11} g_{m6})} \quad (3.24)$$

นำสมการที่ (3.23) และ (3.24) ไปแทนค่าในสมการที่ (3.20) จะได้

$$\frac{V_x}{r_{ds13}} + \frac{V_x}{r_{ds11}} - \frac{V_x}{r_{ds13} (1 + r_{ds13} g_{m8})} - \frac{V_x}{r_{ds11} (1 + r_{ds11} g_{m6})} = I_x \quad (3.25)$$

$$\left[\frac{1}{r_{ds13}} \left(1 - \frac{1}{1 + r_{ds13} g_{m8}} \right) + \frac{1}{r_{ds11}} \left(1 - \frac{1}{1 + r_{ds11} g_{m6}} \right) \right] V_x = I_x \quad (3.26)$$

จาก R_x มีค่าเท่ากับ

$$R_x = \frac{V_x}{I_x} \quad (3.27)$$

ดังนั้น ค่า R_x ของวงจร CCCII+ มีค่าเท่ากับ

$$R_x = \frac{V_x}{I_x} = \frac{(1 + r_{ds13} g_{m8})(1 + r_{ds11} g_{m6})}{g_{m8}(1 + r_{ds11} g_{m6}) + g_{m6}(1 + r_{ds13} g_{m8})} \quad (3.28)$$

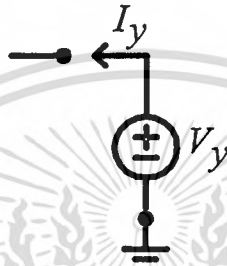
3.4.1.2 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าขั้ว x ของวงจร CCCII-

จากการป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน V_x เข้าที่ทางขาเข้าของขั้ว x นั้น ทำให้ได้วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าของวงจร CCCII- รูปที่ 3.9 เป็นดังรูปที่ 3.12 ซึ่งมีลักษณะเหมือนกับวงจรสมมูลของวงจร CCCII+ ทุกประการ ดังนั้นในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าขั้ว x ของวงจร CCCII- นั้นมีลักษณะและขั้นตอนเช่นเดียวกันกับการคำนวณหาค่าความต้านทานขาเข้าของวงจร CCCII+ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทานขาเข้าขั้ว x ของวงจร CCCII+ และส่งผลให้ค่าความต้านทานขาเข้าขั้ว x ของวงจร CCCII- มีค่าเท่ากับ ค่าความต้านทานขาเข้าของวงจร CCCII+ ดังสมการที่ (3.28)

3.4.2 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าขั้ว y ของวงจร CCCII (Input Resistance)

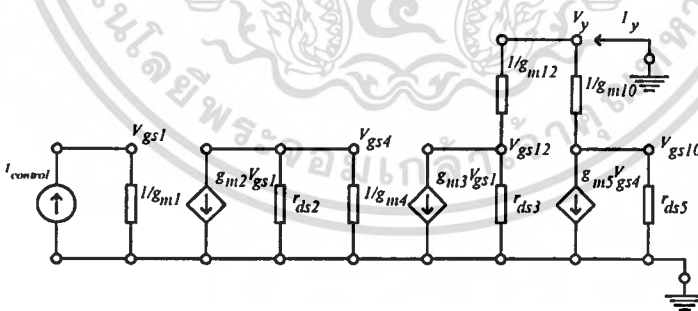
ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าขั้ว y ของวงจร CCCII นั้นจะใช้แบบจำลองสำหรับความถี่ต่ำดังรูปที่ 3.8 และ 3.9 ในการวิเคราะห์ โดยจะทำการป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน V_y เข้าที่ขั้ว y ซึ่งจะทำให้เกิดกระแส I_y มีทิศทางไหลเข้าที่ขั้ว y ดังรูป



รูปที่ 3.12 การต่อแรงดัน V_y เข้าที่ทางขั้ว y เพื่อหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ขั้ว y

3.4.2.1 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าขั้ว y ของวงจร CCCII+

จากการป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน V_y เข้าที่ทางขาเข้าของขั้ว y นั้น ทำให้ได้วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าของวงจร CCCII+ จากรูปที่ 3.8 เป็นดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 วงจรสมมูลของวงจร CCCII+ สำหรับการหาค่าความต้านทานขาเข้าขั้ว y

ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานทางด้านขาเข้าขั้ว y นั้นจะใช้กฎของเคอร์ชอฟท์ (KCL) เข้ามาช่วยในการวิเคราะห์ จะได้สมการตามโหนด (Node) ต่าง ๆ ดังนี้โดยที่ Node V_{gs1} และที่ Node V_{gs4} จะมีลักษณะสมการคล้ายคลึงกับสมการที่ (3.10) และ (3.11) ตามลำดับ

ที่ Node V_{gs12} :

$$g_{m12}V_{gs12} + \frac{V_{gs12}}{r_{ds3}} - g_{m12}V_y + g_{m3}V_{gs1} = 0 \quad (3.29)$$

ที่ Node V_{gs10} :

$$g_{m10}V_{gs10} + \frac{V_{gs10}}{r_{ds5}} - g_{m10}V_y + g_{m5}V_{gs4} = 0 \quad (3.30)$$

ที่ Node V_y :

$$g_{m12}V_y + g_{m10}V_y - g_{m12}V_{gs12} - g_{m10}V_{gs10} = I_y \quad (3.31)$$

จากรูปที่ 3.13 พบว่าแหล่งจ่ายกระแส $I_{control}$ เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ และในการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กนั้นสามารถกำหนดให้ $I_{control}$ มีค่าเป็น 0 ได้ และจากสมการที่ (3.10) และ (3.11) ที่มีลักษณะคล้ายคลึงกับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าที่ขั้ว x นั้นทำให้ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าที่ขั้ว y มีความคล้ายคลึงกันตามไปด้วยและทำให้ค่าของ V_{gs1} และ V_{gs4} มีค่าตามสมการที่ (3.17) และ (3.18) ตามลำดับ จากสมการที่ (3.29) นำมาจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$V_{gs12} = \frac{r_{ds3}g_{m12}V_y}{(g_{m12}r_{ds3} + 1)} \quad (3.32)$$

จากสมการที่ (3.30) นำมาจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$V_{gs10} = \frac{r_{ds5}g_{m10}V_y}{(g_{m10}r_{ds5} + 1)} \quad (3.33)$$

แทนค่าสมการที่ (3.32) และ (3.33) ลงในสมการที่ (3.31) จะได้

$$g_{m12}V_y + g_{m10}V_y - \frac{g_{m12}g_{m12}r_{ds3}V_y}{(g_{m12}r_{ds3} + 1)} - \frac{g_{m10}g_{m10}r_{ds5}V_y}{(g_{m10}r_{ds5} + 1)} = I_y \quad (3.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left[g_{m10} \left(1 - \frac{g_{m10} r_{ds5}}{(g_{m10} r_{ds5} + 1)} \right) + g_{m12} \left(1 - \frac{g_{m12} r_{ds3}}{(g_{m12} r_{ds3} + 1)} \right) \right] V_y = I_y \quad (3.35)$$

จาก R_y มีค่าเท่ากับ

$$R_y = \frac{V_y}{I_y} \quad (3.36)$$

ดังนั้น ค่า R_y ของวงจร CCCII+ มีค่าเท่ากับ

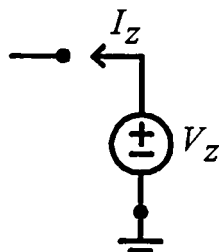
$$R_y = \frac{(g_{m10} r_{ds5} + 1)(g_{m12} r_{ds3} + 1)}{g_{m12} g_{m10} (r_{ds3} + r_{ds5}) + g_{m12} + g_{m10}} \quad (3.37)$$

3.4.2.2 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าขั้ว y ของวงจร CCCII-

จากการป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน V_y เข้าที่ทางขาเข้าของขั้ว y นั้น ทำให้ได้วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าของวงจร CCCII- จากรูปที่ 3.9 เป็นดังรูปที่ 3.13 ซึ่งมีลักษณะเหมือนกับวงจรสมมูลของวงจร CCCII+ ทุกประการ ทำให้ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าขั้ว y ของวงจร CCCII- นั้นมีลักษณะและขั้นตอนเหมือนกับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าขั้ว y ของวงจร CCCII+ และส่งผลให้ค่าความต้านทานขาเข้าขั้ว y ของวงจร CCCII- มีค่าเท่ากับ ค่าความต้านทานทางด้านขาเข้าของวงจร CCCII+ ดังสมการที่ (3.37)

3.4.3 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาออกขั้ว z ของวงจร CCCII (Output Resistance)

ในการวิเคราะห์หาความต้านทานทางด้านขาออกทางด้านขั้ว z ของวงจร CCCII นั้นจะใช้แบบจำลองสำหรับความถี่ต่ำดังรูปที่ 3.8 และ 3.9 ในการวิเคราะห์ โดยจะทำการป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน V_z เข้าที่ขั้ว z ซึ่งทำให้เกิดกระแส I_z มีทิศทางไหลเข้าที่ขั้ว z ดังรูป

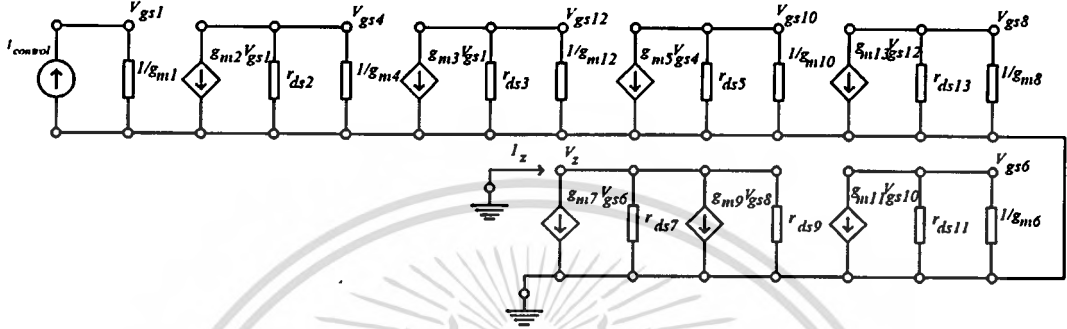


รูปที่ 3.14 การต่อแรงดัน V_z เข้าที่ทางขั้ว z เพื่อหาค่าความต้านทานขาออกขั้ว z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.3.1 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาออกขั้ว z ของวงจร CCCII+

จากการป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน V_z เข้าที่ทางขาเข้าของขั้ว z นั้น ทำให้ได้วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาออกของวงจรจากรูปที่ 3.8 เป็นดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 วงจรสมมูลของวงจร CCCII+ สำหรับการหาค่าความต้านทานขาออกขั้ว z

ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานทางด้านขาออกขั้ว z นั้นจะใช้กฎของเคอร์ชอฟท์ (KCL) เข้ามาช่วยในการคำนวณ จะได้สมการตามโหนด (Node) ต่าง ๆ ดังนี้โดยที่ Node V_{gs1} , Node V_{gs4} , Node V_{gs12} และที่ Node V_{gs10} จะมีลักษณะสมการคล้ายคลึงกับสมการที่ (3.10), (3.11), (3.12) และ (3.13) ตามลำดับ

ที่ Node V_{gs8} :

$$g_{m8}V_{gs8} + \frac{V_{gs8}}{r_{ds13}} + g_{m13}V_{gs12} = 0 \quad (3.38)$$

ที่ Node V_{gs6} :

$$g_{m6}V_{gs6} + \frac{V_{gs6}}{r_{ds11}} + g_{m11}V_{gs10} = 0 \quad (3.39)$$

ที่ Node V_z :

$$\frac{V_z}{r_{ds7}} + \frac{V_z}{r_{ds9}} + g_{m7}V_{gs6} + g_{m9}V_{gs8} = I_z \quad (3.40)$$

จากรูปที่ 3.15 พบว่าแหล่งจ่ายกระแส $I_{control}$ เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ และในการวิเคราะห์ สัญญาณขนาดเล็กนั้นสามารถกำหนดให้ $I_{control}$ มีค่าเป็น 0 ได้ และจากสมการที่ (3.10), (3.11), (3.12) และ (3.13) ที่มีลักษณะคล้ายคลึงกับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าที่ขั้ว x นั้นทำให้ ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาออกที่ขั้ว z มีความคล้ายคลึงกันตามไปด้วยและทำให้ค่าของ V_{gs1} , V_{gs4} , V_{gs12} และ V_{gs10} มีค่าตามสมการที่ (3.17), (3.18) และ (3.19) ตามลำดับ จากสมการที่ (3.18) เมื่อนำไปแทนค่าในสมการที่ (3.38) จะได้

$$V_{gs8} = 0 \quad (3.40)$$

และจากสมการที่ (3.19) เมื่อนำไปแทนค่าในสมการที่ (3.39) จะได้

$$V_{gs6} = 0 \quad (3.42)$$

นำสมการที่ (3.41) และ (3.42) ไปแทนค่าในสมการที่ (3.40) จะได้

$$\frac{V_z}{r_{ds7}} + \frac{V_z}{r_{ds9}} = I_z \quad (3.43)$$

จาก R_z มีค่าเท่ากับ

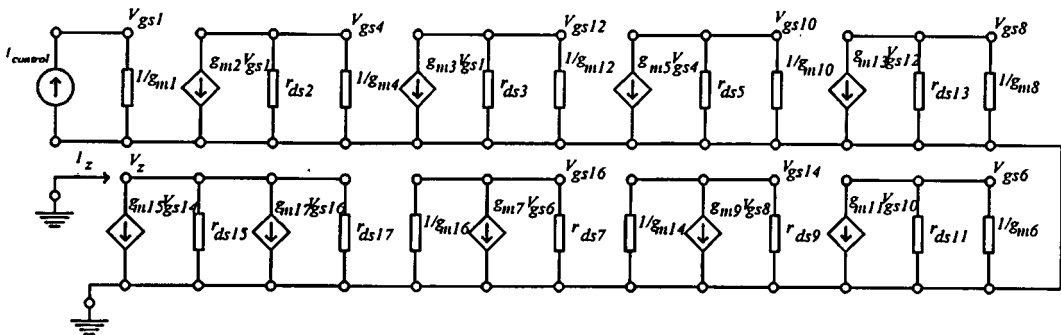
$$R_z = \frac{V_z}{I_z} \quad (3.44)$$

ดังนั้น ค่า R_z ของวงจร CCCII+ มีค่าเท่ากับ

$$R_z = \frac{r_{ds7}r_{ds9}}{(r_{ds7} + r_{ds9})} \quad (3.45)$$

3.4.3.2 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาออกขั้ว z ของวงจร CCCII-

จากการป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน V_z เข้าที่ทางขาเข้าของขั้ว z นั้น ทำให้ได้วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาออกของวงจรจากรูปที่ 3.9 เป็นดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 วงจรสมมูลของวงจร CCCII- สำหรับการหาค่าความต้านทานขาออกที่ z

ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานทางด้านขาออกที่ z นั้นจะใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) เข้ามาช่วยในการคำนวณ จะได้สมการตามโหนด (Node) ต่าง ๆ ดังนี้โดยที่ Node V_{gs1} , Node V_{gs4} , Node V_{gs12} , Node V_{gs10} , Node V_{gs8} และที่ Node V_{gs6} จะมีลักษณะสมการคล้ายคลึงกับสมการที่ (3.10), (3.11), (3.12), (3.13), (3.38) และ (3.39) ตามลำดับ

ที่ Node V_{gs14} :

$$g_{m14} V_{gs14} + \frac{V_{gs14}}{r_{ds9}} + g_{m9} V_{gs8} = 0 \quad (3.46)$$

ที่ Node V_{gs16} :

$$g_{m16} V_{gs16} + \frac{V_{gs16}}{r_{ds7}} + g_{m7} V_{gs6} = 0 \quad (3.47)$$

ที่ Node V_z :

$$\frac{V_z}{r_{ds17}} + \frac{V_z}{r_{ds15}} + g_{m17} V_{gs16} + g_{m15} V_{gs14} = I_z \quad (3.48)$$

จากรูปที่ 3.16 พบว่าแหล่งจ่ายกระแส $I_{control}$ เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ และในการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กนั้นสามารถกำหนดให้ $I_{control}$ มีค่าเป็น 0 ได้ และจากสมการที่ (3.10), (3.11), (3.12), (3.13), (3.38) และ (3.39) ที่มีลักษณะคล้ายคลึงกับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าที่ x นั้นทำให้ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาออกที่ z มีความคล้ายคลึงกันตามไปด้วย และทำให้ค่าของ V_{gs1} , V_{gs4} , V_{gs12} , V_{gs10} , V_{gs8} และ V_{gs6} มีค่าตามสมการที่ (3.17), (3.18), (3.19), (3.41) และ (3.42) ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.41) เมื่อนำไปแทนค่าในสมการที่ (3.46) จะได้

$$V_{gs14} = 0 \quad (3.47)$$

และจากสมการที่ (3.42) เมื่อนำไปแทนค่าในสมการที่ (3.47) จะได้

$$V_{gs16} = 0 \quad (3.50)$$

นำสมการที่ (3.49) และ (3.50) ไปแทนค่าในสมการที่ (3.48) จะได้

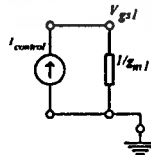
$$\frac{V_z}{r_{ds17}} + \frac{V_z}{r_{ds15}} = I_z \quad (3.51)$$

จาก R_z มีค่าเท่ากับสมการที่ (3.44) ดังนั้น ค่า R_z ของวงจร CCCII- มีค่าเท่ากับ

$$R_z = \frac{r_{ds17} r_{ds15}}{(r_{ds17} + r_{ds15})} \quad (3.52)$$

3.4.4 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานด้านเข้า $I_{control}$ ของวงจร CCCII ($I_{control}$ Input Resistance)

ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานทางด้านขาเข้าของ $I_{control}$ นั้นพบว่า ทั้งวงจร CCCII+ และ CCCII- จากรูปที่ 3.8 และ 3.9 มีลักษณะการต่อวงจรทางด้าน $I_{control}$ ที่เหมือนกัน คือมีลักษณะของวงจรสมมูลเป็นดังรูป



รูปที่ 3.17 วงจรสมมูลของวงจร CCCII สำหรับการหาค่าความต้านทานทางด้านเข้า $I_{control}$

จาก $R_{I_{control}}$ มีค่าเท่ากับ

$$R_{I_{control}} = \frac{V_{gs1}}{I_{control}} \quad (3.53)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ (3.53) ไปแทนค่าในสมการที่ (3.10) จะได้

$$R_{I_{control}} = \frac{1}{g_{m1}} \quad (3.54)$$

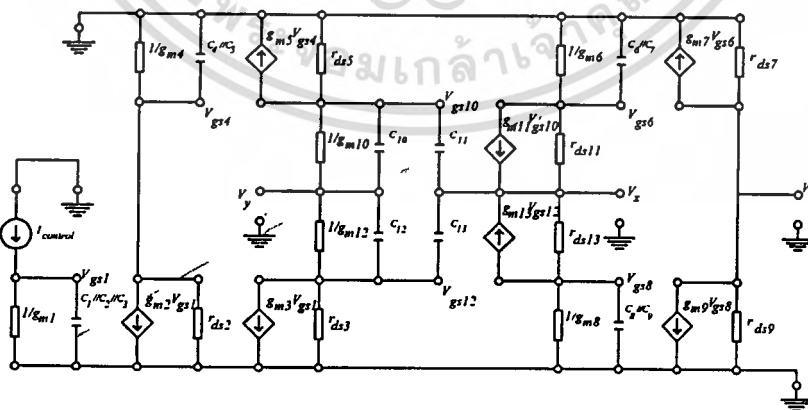
ซึ่งค่า $R_{I_{control}}$ นั้นจะมีค่าเท่ากันทั้งวงจร CCCII+ และ CCCII-

3.4.5 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการของวงจร CCCII (Frequency Response)

ในการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการของวงจร CCCII นั้น ไม่สามารถที่จะนำวงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดเล็กของวงจรสำหรับความถี่ต่ำใช้ในการวิเคราะห์ได้ แต่จะใช้วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดเล็กของวงจรสำหรับความถี่สูงในการวิเคราะห์แทน เนื่องจากในการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการนั้นจำเป็นต้องนำค่าของตัวเก็บประจุเข้ามามีส่วนร่วมในการวิเคราะห์ ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2

3.4.5.1 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการของวงจร CCCII+

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าในการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการของวงจร จำเป็นจะต้องนำค่าของตัวเก็บประจุเข้ามามีส่วนร่วมในการวิเคราะห์ ดังนั้นจากวงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดเล็กของสำหรับความถี่ต่ำดังรูปที่ 3.8 สามารถนำมาเขียนเป็นวงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดเล็กของสำหรับความถี่สูงใหม่ได้เป็น



รูปที่ 3.18 วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดเล็กของวงจร CCCII+ สำหรับความถี่สูง

ในการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานของวงจร CCCII+ นั้นจะใช้กฎของเคอร์ชอฟท์ (KCL) เข้ามาช่วยในการวิเคราะห์ และจะได้สมการตามโหนด (Node) ต่าง ๆ ดังนี้
 ที่ Node V_{gs1} :

$$g_{m1}V_{gs1} + s(C_1 + C_2 + C_3)V_{gs1} = I_{control} \quad (3.55)$$

ที่ Node V_{gs4} :

$$g_{m4}V_{gs4} + \frac{V_{gs4}}{r_{ds4}} + s(C_4 + C_5)V_{gs4} + g_{m2}V_{gs1} = 0 \quad (3.56)$$

ที่ Node V_{gs12} :

$$g_{m12}V_{gs12} + \frac{V_{gs12}}{r_{ds3}} + sC_{12}V_{gs12} + sC_{13}V_{gs13} - g_{m12}V_y - sC_{12}V_y - sC_{13}V_x + g_{m3}V_{gs1} = 0 \quad (3.57)$$

ที่ Node V_{gs10} :

$$g_{m10}V_{gs10} + \frac{V_{gs10}}{r_{ds5}} + sC_{10}V_{gs10} + sC_{11}V_{gs10} - g_{m10}V_y - sC_{10}V_y - sC_{11}V_x + g_{m5}V_{gs4} = 0 \quad (3.58)$$

ที่ Node V_y :

$$g_{m12}V_y + sC_{12}V_y + g_{m10}V_y + sC_{10}V_y - g_{m12}V_{gs12} - sC_{12}V_{gs12} - g_{m10}V_{gs10} - sC_{10}V_{gs10} = 0 \quad (3.59)$$

ที่ Node V_x :

$$\begin{aligned} & \frac{V_x}{r_{ds13}} + \frac{V_x}{r_{ds11}} + sC_{13}V_x + sC_{11}V_x - \frac{V_{gs8}}{r_{ds13}} - \frac{V_{gs6}}{r_{ds11}} - sC_{13}V_{gs12} - sC_{11}V_{gs10} \\ & = g_{m13}V_{gs12} + g_{m11}V_{gs10} + I_x \end{aligned} \quad (3.60)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ Node V_{gs8} :

$$g_{m8}V_{gs8} + s(C_8 + C_9)V_{gs8} + \frac{V_{gs8}}{r_{ds13}} - \frac{V_x}{r_{ds13}} + g_{m13}V_{gs12} = 0 \quad (3.61)$$

ที่ Node V_{gs6} :

$$g_{m6}V_{gs6} + s(C_6 + C_7)V_{gs6} + \frac{V_{gs6}}{r_{ds11}} - \frac{V_x}{r_{ds11}} + g_{m11}V_{gs10} = 0 \quad (3.62)$$

ที่ Node V_z :

$$\frac{V_z}{r_{ds7}} + \frac{V_z}{r_{ds9}} = I_z - g_{m9}V_{gs8} - g_{m7}V_{gs6} \quad (3.63)$$

แต่พบว่าค่าของ $\frac{1}{r_{ds}} \ll 0$ ซึ่งมีค่าน้อยมาก จึงสามารถตัดทิ้งได้ ทำให้สามารถที่ (3.56), (3.57), (3.58), (3.60), (3.61), (3.62) และ (3.63) ที่ Node นั้น ๆ มีค่าเป็น

ที่ Node V_{gs4} :

$$g_{m4}V_{gs4} + s(C_4 + C_5)V_{gs4} + g_{m2}V_{gs1} = 0 \quad (3.64)$$

ที่ Node V_{gs12} :

$$g_{m12}V_{gs12} + sC_{12}V_{gs12} + sC_{13}V_{gs13} - g_{m12}V_y - sC_{12}V_y - sC_{13}V_x + g_{m3}V_{gs1} = 0 \quad (3.65)$$

ที่ Node V_{gs10} :

$$g_{m10}V_{gs10} + sC_{10}V_{gs10} + sC_{11}V_{gs10} - g_{m10}V_y - sC_{10}V_y - sC_{11}V_x + g_{m5}V_{gs4} = 0 \quad (3.66)$$

ที่ Node V_x :

$$sC_{13}V_x + sC_{11}V_x - sC_{13}V_{gs12} - sC_{11}V_{gs10} = g_{m13}V_{gs12} + g_{m11}V_{gs10} + I_x \quad (3.67)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ Node V_{gs8} :

$$g_{m8}V_{gs8} + s(C_8 + C_9)V_{gs8} + g_{m13}V_{gs12} = 0 \quad (3.68)$$

ที่ Node V_{gs6} :

$$g_{m6}V_{gs6} + s(C_6 + C_7)V_{gs6} + g_{m11}V_{gs10} = 0 \quad (3.69)$$

ที่ Node V_z :

$$I_z = g_{m9}V_{gs8} + g_{m7}V_{gs6} \quad (3.70)$$

จากรูปที่ 3.18 พบว่าแหล่งจ่ายกระแส $I_{control}$ เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ และในการวิเคราะห์ สัญญาณขนาดเล็กนั้นสามารถกำหนดให้ $I_{control}$ มีค่าเป็น 0 ได้ และจากสมการที่ (3.10) เมื่อนำไปแทนค่าลงในสมการที่ (3.55) และ (3.64) จะทำให้จะค่าของ V_{gs1} และ V_{gs4} เป็นไปตามสมการที่ (3.17) และ (3.18) ตามลำดับ และเมื่อนำสมการที่ (3.17) ไปแทนค่าลงในสมการที่ (3.65) จะทำให้สมการเปลี่ยนไปเป็น

$$g_{m12}V_{gs12} + sC_{12}V_{gs12} + sC_{13}V_{gs13} - g_{m12}V_y - sC_{12}V_y - sC_{13}V_x = 0 \quad (3.71)$$

และเมื่อนำสมการที่ (3.18) ไปแทนค่าลงในสมการที่ (3.66) จะทำให้สมการเปลี่ยนไปเป็น

$$g_{m10}V_{gs10} + sC_{10}V_{gs10} + sC_{11}V_{gs10} - g_{m10}V_y - sC_{10}V_y - sC_{11}V_x = 0 \quad (3.72)$$

จากสมการที่ (3.59) สามารถนำมาจัดรูปแบบใหม่ได้เป็น

$$V_y = \frac{(g_{m10} + sC_{10})V_{gs10} + (g_{m12} + sC_{12})V_{gs12}}{g_{m10} + g_{m12} + s(C_{10} + C_{12})} \quad (3.73)$$

จากสมการที่ (3.67) สามารถนำมาจัดรูปแบบใหม่ได้เป็น

$$V_x = \frac{I_x + (g_{m11} + sC_{11})V_{gs10} + (g_{m13} + sC_{13})V_{gs12}}{s(C_{11} + C_{13})} \quad (3.74)$$

จากสมการที่ (3.68) สามารถนำมาจัดรูปแบบใหม่ได้เป็น

$$V_{gs8} = \frac{g_{m13}V_{gs12}}{g_{m8} + s(C_8 + C_9)} \quad (3.75)$$

จากสมการที่ (3.69) สามารถนำมาจัดรูปแบบใหม่ได้เป็น

$$V_{gs6} = \frac{g_{m11}V_{gs10}}{g_{m6} + s(C_6 + C_7)} \quad (3.76)$$

จากสมการที่ (3.71) สามารถนำมาจัดรูปแบบใหม่ได้เป็น

$$V_{gs12} = \frac{sC_{13}V_x + (g_{m12} + sC_{12})V_y}{g_{m12} + s(C_{12} + C_{13})} \quad (3.77)$$

จากสมการที่ (3.72) สามารถนำมาจัดรูปแบบใหม่ได้เป็น

$$V_{gs10} = \frac{sC_{11}V_x + (g_{m10} + sC_{10})V_y}{g_{m10} + s(C_{10} + C_{11})} \quad (3.78)$$

แทนค่าสมการที่ (3.77) และ (3.78) ลงในสมการที่ (3.73) จะได้

$$V_y = V_x \quad (3.79)$$

แทนค่าสมการที่ (3.77) และ (3.78) ลงในสมการที่ (3.74) พร้อมกับแทนค่าสมการที่ (3.79) ลงไป
ในการคำนวณ จะได้

$$V_x = -\frac{I_x}{g_{m11} + g_{m13}} \quad (3.80)$$

แทนค่าสมการที่ (3.80) และ (3.79) ลงในสมการที่ (3.78) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{gs10} = -\frac{I_x}{g_{m11} + g_{m13}} \quad (3.81)$$

แทนค่าสมการที่ (3.80) และ (3.79) ลงในสมการที่ (3.77) จะได้

$$V_{gs12} = -\frac{I_x}{g_{m11} + g_{m13}} \quad (3.82)$$

แทนค่าสมการที่ (3.82) ลงในสมการที่ (3.75) จะได้

$$V_{gs8} = \frac{g_{m13} I_x}{(g_{m11} + g_{m13})(g_{m8} + s(C_8 + C_9))} \quad (3.83)$$

แทนค่าสมการที่ (3.81) ลงในสมการที่ (3.76) จะได้

$$V_{gs6} = \frac{g_{m11} I_x}{(g_{m11} + g_{m13})(g_{m6} + s(C_6 + C_7))} \quad (3.84)$$

แทนค่าสมการที่ (3.83) และ (3.84) ลงในสมการที่ (3.70) จะได้

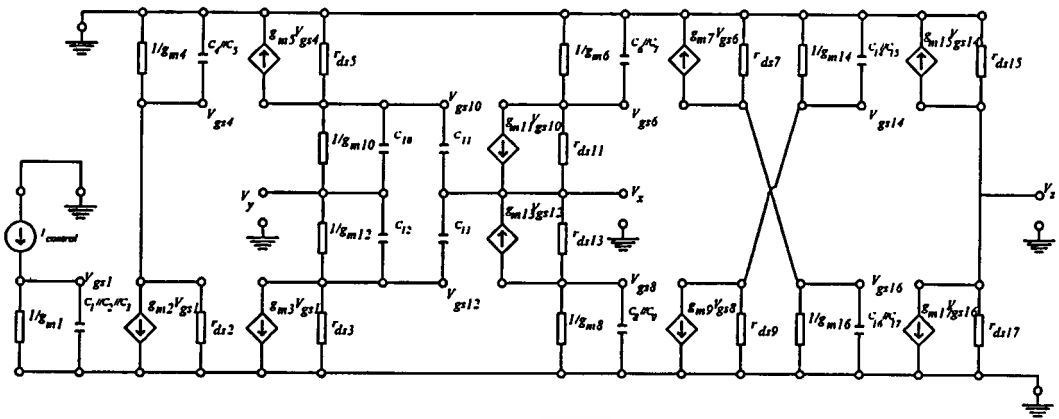
$$\frac{I_z}{I_x} = \frac{g_{m7} g_{m11} (g_{m8} + s(C_8 + C_9)) + g_{m9} g_{m13} (g_{m6} + s(C_6 + C_7))}{(g_{m11} + g_{m13})(g_{m8} + s(C_8 + C_9))(g_{m6} + s(C_6 + C_7))} \quad (3.85)$$

นำมาจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$\frac{I_z}{I_x} = \frac{g_{m7} g_{m11}}{(g_{m11} + g_{m13})(g_{m6} + s(C_6 + C_7))} + \frac{g_{m9} g_{m13}}{(g_{m11} + g_{m13})(g_{m8} + s(C_8 + C_9))} \quad (3.86)$$

3.4.5.2 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการของวงจร CCCII-

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าในการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการของวงจร จำเป็นจะต้องนำค่าของตัวเก็บประจุเข้ามามีส่วนร่วมในการวิเคราะห์ ดังนั้นจากวงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดเล็กของสำหรับความถี่รูปที่ 3.9 สามารถนำมาเขียนเป็นวงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดเล็กของสำหรับความถี่สูงใหม่ได้เป็น



รูปที่ 3.19 วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดเล็กของวงจร CCCII- สำหรับความถี่สูง

ในการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการของวงจร CCCII- นั้นจะใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) เข้ามาช่วยในการวิเคราะห์ และจะได้สมการตามโหนด (Node) ต่าง ๆ ซึ่งพบว่าที่ Node V_{gs1} , V_{gs4} , V_{gs10} , V_{gs12} , V_y , V_x , V_{gs8} และ V_{gs6} มีลักษณะสมการคล้ายกันกับสมการในการวิเคราะห์วงจร CCCII+ ตลอดจนในการวิเคราะห์สมการในช่วงแรกก็มีลักษณะที่เหมือนกัน ทำให้ผลลัพธ์ของสมการที่ Node V_{gs1} , V_{gs4} , V_{gs10} , V_{gs12} , V_y , V_x , V_{gs8} และ V_{gs6} มีค่าตามสมการที่ (3.17), (3.18), (3.78), (3.77), (3.73), (3.74), (3.75) และ (3.76) ตามลำดับ และ Node ที่เหลือจะมีค่าดังนี้ ที่ Node V_{gs14} :

$$g_{m14}V_{gs14} + \frac{V_{gs14}}{r_{ds9}} + s(C_{14} + C_{15})V_{gs14} + g_{m9}V_{gs8} = 0 \quad (3.87)$$

เมื่อพิจารณาที่ $\frac{1}{r_{ds}} \ll 0$ สามารถนำมาจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$V_{gs14} = -\frac{g_{m9}V_{gs8}}{g_{m14} + s(C_{14} + C_{15})} \quad (3.88)$$

ที่ Node V_{gs16} :

$$g_{m16}V_{gs16} + \frac{V_{gs16}}{r_{ds7}} + s(C_{16} + C_{17})V_{gs16} + g_{m7}V_{gs6} = 0 \quad (3.89)$$

เมื่อพิจารณาที่ $\frac{1}{r_{ds}} \ll 0$ สามารถนำมาจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$V_{gs16} = -\frac{g_{m7}V_{gs6}}{g_{m16} + s(C_{16} + C_{17})} \quad (3.90)$$

ที่ Node V_z :

$$\frac{V_z}{r_{ds17}} + \frac{V_z}{r_{ds15}} = I_z - g_{m17}V_{gs16} - g_{m15}V_{gs14} \quad (3.91)$$

เมื่อพิจารณาที่ $\frac{1}{r_{ds}} \ll 0$ สามารถนำมาจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$I_z = g_{m17}V_{gs16} + g_{m15}V_{gs14} \quad (3.92)$$

ในการวิเคราะห์วงจร CCCII- นั้นจะมีขั้นตอนการวิเคราะห์คล้ายคลึงกับวงจร CCCII+ โดยสามารถดูรายละเอียดได้ตั้งแต่สมการที่ (3.79), (3.80), (3.81), (3.82), (3.83) และ (3.84) แทนค่าสมการที่ (3.83) ลงในสมการที่ (3.87) จะได้

$$V_{gs14} = -\frac{g_{m9}g_{m13}I_x}{(g_{m11} + g_{m13})(g_{m8} + s(C_8 + C_9))(g_{m14} + s(C_{14} + C_{15}))} \quad (3.93)$$

แทนค่าสมการที่ (3.84) ลงในสมการที่ (3.90) จะได้

$$V_{gs16} = -\frac{g_{m7}g_{m11}I_x}{(g_{m11} + g_{m13})(g_{m6} + s(C_6 + C_7))(g_{m16} + s(C_{16} + C_{17}))} \quad (3.94)$$

แทนค่าสมการที่ (3.93) และ (3.94) ลงในสมการที่ (3.92) จะได้

$$\frac{I_z}{I_x} = -\frac{g_{m7}g_{m11}g_{m17}[(g_{m8} + s(C_8 + C_9))(g_{m14} + s(C_{14} + C_{15}))] + g_{m9}g_{m13}g_{m15}[(g_{m6} + s(C_6 + C_7))(g_{m16} + s(C_{16} + C_{17}))]}{(g_{m11} + g_{m13})(g_{m8} + s(C_8 + C_9))(g_{m6} + s(C_6 + C_7))(g_{m16} + s(C_{16} + C_{17}))(g_{m14} + s(C_{14} + C_{15}))} \quad (3.95)$$

นำมาจัดรูปใหม่ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

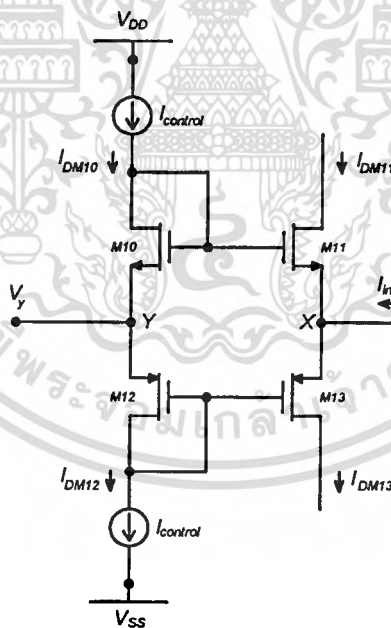
$$\frac{I_z}{I_x} = - \frac{g_{m9}g_{m13}g_{m15}}{(g_{m11} + g_{m13})(g_{m8} + s(C_8 + C_9))(g_{m14} + s(C_{14} + C_{15}))} - \frac{g_{m7}g_{m11}g_{m17}}{(g_{m11} + g_{m13})(g_{m6} + s(C_6 + C_7))(g_{m16} + s(C_{16} + C_{17}))} \quad (3.96)$$

3.4.6 การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานของวงจร CCCII (Dynamic Range)

ในส่วนของการวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) นั้น ได้แบ่งการวิเคราะห์ออกเป็น 3 ช่วงด้วยกันคือ การวิเคราะห์หาช่วงกระแสปฏิบัติงาน, การวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่าง V_x และ V_y และการวิเคราะห์หาช่วงแรงดันปฏิบัติงาน

3.4.6.1 การวิเคราะห์หาช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจร CCCII

จากรูปแบบของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสทั้งชนิดบวก (CCCII+) และชนิดลบ (CCCII-) นั้นต่างก็ออกแบบบนพื้นฐานของหลักการของทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งในส่วนนี้เองที่จะบอกถึงช่วงปฏิบัติงานด้านต่าง ๆ ของวงจร CCCII



รูปที่ 3.20 ส่วนของวงจร CCCII ที่ออกแบบบนพื้นฐานของทรานส์ลิเนียร์

พิจารณาโมสเฟต M10 ถึง M13 ด้วยหลักการของทรานส์ลิเนียร์จะได้

$$V_{GS10} + V_{GS12} = V_{GS11} + V_{GS13} \quad (3.97)$$

ให้มอสเฟตทุกตัวทำงานอยู่ในช่วงอิ่มตัว (Saturation) ทำให้ค่า V_{GS} มีค่าเป็น

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{I_D}{K}} + V_T \quad (3.98)$$

โดยที่

$$K = \frac{K'W}{2L} \quad (3.99)$$

แทนค่าสมการ (3.99) ลงในสมการ (3.98) พร้อมทั้งกำหนดให้ $V_{T10}=V_{T11}=V_{T12}=V_{T13}=V_T$ และ $K_{10}=K_{11}=K_{12}=K_{13}=K$ และเมื่อพิจารณาจากรูปจะพบว่า $I_{DM10}=I_{DM12}=I_{control}$

$$2\sqrt{I_{control}} = \sqrt{I_{DM11}} + \sqrt{I_{DM13}} \quad (3.100)$$

ยกกำลังสองทั้ง 2 ข้างจะได้

$$4I_{control} = I_{DM11} + 2\sqrt{I_{DM11}I_{DM13}} + I_{DM13} \quad (3.101)$$

จากรูปพบว่าความสัมพันธ์ระหว่าง I_{DM11} , I_{DM13} และ I_{in} มีค่าเป็น

$$I_{DM11} = I_{DM13} - I_{in} \quad (3.102)$$

หรือ

$$I_{DM13} = I_{DM11} + I_{in} \quad (3.103)$$

แทนค่า (3.102) ลงใน (3.101) จะได้

$$2\sqrt{I_{DM13}^2 - I_{in}I_{DM13}} = 4I_{control} + I_{in} - 2I_{DM13} \quad (3.104)$$

ยกกำลังทั้งสองข้าง จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{DM13} = \frac{16I_{control}^2 + 8I_{control}I_{in} + I_{in}^2}{16I_{control}} \quad (3.105)$$

หรือ จะได้ว่า

$$I_{DM13} = \frac{(4I_{control} + I_{in})^2}{16I_{control}} \quad (3.106)$$

โดยมีเงื่อนไข คือ

$$|I_{in}| \leq 4I_{control} \quad (3.107)$$

เพื่อหาค่า I_{DM11} แทนสมการ (3.105) ลงในสมการ (3.102) จะได้

$$I_{DM11} = \frac{16I_{control}^2 - 8I_{control}I_{in} + I_{in}^2}{16I_{control}} \quad (3.108)$$

หรือ จะได้ว่า

$$I_{DM11} = \frac{(4I_{control} - I_{in})^2}{16I_{control}} \quad (3.109)$$

โดยมีเงื่อนไข คือ

$$|I_{in}| \leq 4I_{control} \quad (3.110)$$

3.4.6.2 การวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่าง V_x และ V_y

พิจารณาจากรูปที่ 3.20 จะได้ว่า

$$V_{GSM10} + V_y = V_{GSM11} + V_x \quad (3.111)$$

แทนสมการ (3.98) ลงในสมการ (3.111) และกำหนดให้ $V_{TM10} = V_{TM11} = V_T$ และ $K_{M10} = K_{M11} = K$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sqrt{\frac{I_{DM10}}{K}} + V_y = \sqrt{\frac{I_{DM11}}{K}} + V_x \quad (3.112)$$

แทน $I_{DM10} = I_{control}$ และสมการ (3.109) ลงในสมการ (3.112) จะได้

$$\frac{\sqrt{I_{control}}}{\sqrt{K}} - \frac{4I_{control} - I_{in}}{4\sqrt{KI_{control}}} = V_x - V_y \quad (3.113)$$

หรือ

$$\frac{4I_{control} - (4I_{control} - I_{in})}{4\sqrt{KI_{control}}} = V_x - V_y \quad (3.114)$$

$$V_x = V_y - \frac{I_{in}}{4\sqrt{KI_{control}}} \quad (3.115)$$

จากสมการ (3.115) พบว่า ถ้าต้องการให้ V_x และ V_y มีค่าเท่ากันแล้วสามารถทำได้โดยการกำหนดให้

$$4\sqrt{KI_{control}} \gg I_{in} \quad (3.116)$$

นั่นคือ $K = K' \frac{W}{2L}$ และกระแสไบอัส $I_{control}$ จะต้องมีค่ามาก

3.4.6.3 การวิเคราะห์หาช่วงแรงดันปฏิบัติงานของวงจร CCCII

พิจารณารูปที่ 3.20 สามารถแบ่งการวิเคราะห์หาช่วงแรงดันปฏิบัติงานออกเป็น 2 ส่วน คือ เมื่อ $V_y > 0$ และ $V_y < 0$

เมื่อพิจารณาว่า $V_y > 0$ หรือมีค่าเป็นบวก ดังนั้นจะเห็นว่าวงจรสามารถรับแรงดันได้มากน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับมอสเฟต M10 กับกระแส $I_{control}$ ที่จะมาไบอัสให้กับมอสเฟต M10 และแหล่งจ่ายแรงดัน V_{DD} นั่นคือ

$$V_{DD} - V_y = V_{min} + V_{DSM10} \quad (3.117)$$

เมื่อกำหนดให้ V_{min} เป็นค่าแรงดันน้อยที่สุดที่เกิดในขณะขึ้นที่กระแส $I_{control}$ ยังคงเป็นกระแสไบอัสให้กับมอสเฟต M10 และ V_{DSM10} คือแรงดันระหว่างเดรน (Drain) และซอร์ส (Source) ของมอสเฟต M10 ดังนั้นพบว่าถ้ามอสเฟต M10 ยังคงทำงานในช่วงอิ่มตัวได้ (Saturation region) จะมีค่าของแรงดัน V_{DSM10} หาได้จากสมการ (2.15) มีค่าเป็น

$$V_{DSM10} = V_{GSM10} - V_{TM10} \quad (3.118)$$

ซึ่ง V_{GSM10} เป็นแรงดันระหว่างเกตและซอร์สของมอสเฟต M10 และเมื่อแทนสมการ (3.118) ลงในสมการ (3.117) จะได้

$$V_y = V_{DD} - V_{min} - V_{GSM10} - V_{TM10} \quad (3.119)$$

แต่เนื่องจากค่าของ V_{GSM10} สามารถหาได้จากสมการ (2.16) ดังนั้น จะได้เป็น

$$V_y = V_{DD} - V_{min} - \sqrt{\frac{I_{control}}{K'W_{M10}/2L_{M10}}} \quad (3.120)$$

ในทำนองเดียวกันถ้า $V_y < 0$ หรือมีค่าเป็นลบ จะพบว่าแรงดันปฏิบัติงานจะขึ้นอยู่กับมอสเฟต M12 กับกระแส $I_{control}$ ที่จะมาไบอัสให้กับมอสเฟต M12 และแหล่งจ่ายไฟ V_{SS} นั่นคือ

$$V_y = V_{SS} + V_{min} + V_{SDM12} \quad (3.121)$$

พิจารณาสมการ (3.121) เช่นเดียวกับสมการ (3.117) ดังนั้นจะได้

$$V_y = V_{SS} + V_{min} + \sqrt{\frac{I_{control}}{K'W_{M12}/2L_{M12}}} \quad (3.122)$$

เพราะฉะนั้นจึงสามารถสรุปช่วงของแรงดันปฏิบัติงานทั้งหมดได้เป็น

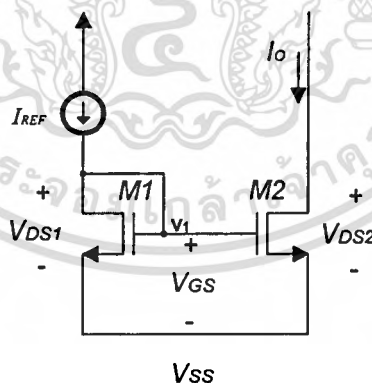
$$V_{SS} + V_{min} + \sqrt{\frac{I_{control}}{K'W_{M12}/2L_{M12}}} \leq V_{in} \leq V_{DD} - V_{min} - \sqrt{\frac{I_{control}}{K'W_{M10}/2L_{M10}}} \quad (3.123)$$

3.5 วงจรย่อยที่ใช้ในการออกแบบวงจร CCCII

จากหัวข้อที่ 3.4 ที่ได้มีการวิเคราะห์หาความต้านทานทางด้านขาเข้าของวงจร CCCII (Input Resistance), การวิเคราะห์หาความต้านทานทางด้านขาออกของวงจร CCCII (Output Resistance) และการวิเคราะห์หาความถี่ในการปฏิบัติงาน (Frequency Response) จะพบว่าวงจร CCCII ที่ออกแบบนั้นเกิดขึ้นจากกลุ่มของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่ต่อรวมกันอยู่โดยใช้หลักการของทรานส์ลีนีเยร์รูปในการเชื่อมต่อ ซึ่งในหัวข้อนี้จะเป็นการวิเคราะห์ถึงวงจรย่อยที่ใช้ในการออกแบบวงจร CCCII หรือวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานนั่นเอง และหลักการของทรานส์ลีนีเยร์รูปในการเชื่อมต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานให้เป็นวงจร CCCII

3.5.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) เป็นวงจรพื้นฐานที่สำคัญวงจรหนึ่ง ที่มีการนำไปใช้เป็นวงจรย่อยในวงจรต่าง ๆ มากมาย โดยเฉพาะใช้เป็นแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ (Constant Current Source)[9] ซึ่งคุณสมบัติที่ดีของวงจรสะท้อนกระแสนั้นจะต้องให้ค่ากระแสที่ทางขาเข้ามีค่าเท่ากับกระแสที่ทางขาออก และมีความต้านทานที่ทางขาเข้าของสัญญาณต่ำและความต้านทานที่ทางขาออกสูง โดยวงจรสะท้อนกระแสมีหลักการดังนี้คือ ถ้าแรงดันระหว่างขั้วเกตและขั้วซอสของมอสเฟตที่เหมือนกันสองตัวมีค่าเท่ากัน แล้วกระแสที่ไหลผ่านช่องทางเดินกระแส (กระแสเดรน) จะต้องมีค่าเท่ากันด้วย



รูปที่ 3.21 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานของมอสเฟตชนิดเอ็น

จากรูปที่ 3.21 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานของมอสเฟตชนิดเอ็น (N-Channel Current Mirror) โดยมีแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ I_{REF} เป็นกระแสที่ทางขาเข้า และ I_O เป็นกระแสที่ทางขาออกหรือกระแสที่ถูกสะท้อน เมื่อมอสเฟต M1 มีค่า $V_{DS1}=V_{GS}$ ดังนั้นมอสเฟต M1 จะทำงาน

ในช่วงอิ่มตัว และสมมติให้มอสเฟต M2 มีค่า $V_{DS2} \geq V_{GS} - V_{T2}$ ดังนั้นทำให้มอสเฟต M2 ทำงานในช่วงอิ่มตัว จากสมการ (2.8) จะได้อัตราส่วนของกระแสขาออกต่อกระแสขาเข้า ดังนี้

$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \left(\frac{L_1 W_2}{W_1 L_2} \right) \left(\frac{V_{GS} - V_{T2}}{V_{GS} - V_{T1}} \right)^2 \left(\frac{1 + \lambda_2 V_{DS2}}{1 + \lambda_1 V_{DS1}} \right) \left(\frac{\mu_{02} C_{ox2}}{\mu_{01} C_{ox1}} \right) \quad (3.124)$$

เนื่องจากมอสเฟตทั้งสองตัวนี้ โดยทั่วไปมักจะถูกสร้างลงบนแผ่นวงจรรวมพร้อม ๆ กัน ดังนั้นมอสเฟตทั้งสองตัวจึงมีความสมพ้องกัน มีค่าพารามิเตอร์ในเชิงโครงสร้าง (Physical Parameters) ทั้งหมด เช่น V_T , μ_v , C_{ox} ฯลฯ เท่ากันหรือใกล้เคียงกัน ดังนั้นสมการ (3.124) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \left(\frac{L_1 W_2}{W_1 L_2} \right) \left(\frac{1 + \lambda V_{DS2}}{1 + \lambda V_{DS1}} \right) \quad (3.125)$$

ถ้า $V_{DS2} = V_{DS1}$ แล้ว

$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \left(\frac{L_1 W_2}{W_1 L_2} \right) \quad (3.126)$$

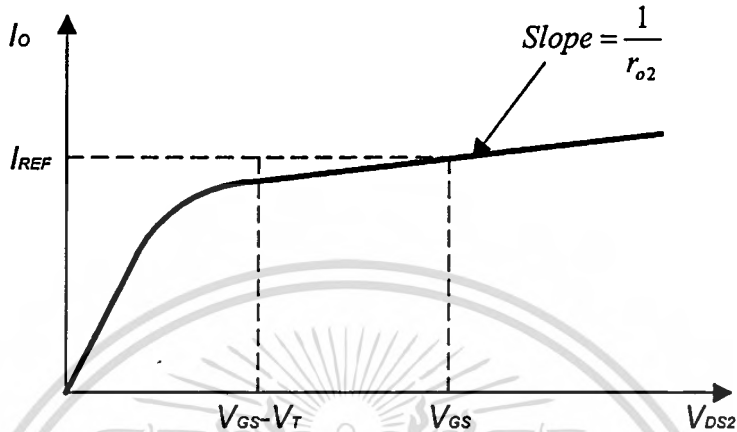
จากสมการ (3.126) จะเห็นว่าอัตราส่วน I_O/I_{REF} ขึ้นอยู่กับค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแส ซึ่งสามารถกำหนดได้ในการออกแบบ ถ้าให้ $W/L_1 = W/L_2$ แล้วจะได้กระแสที่ขาออก (I_O) เท่ากับกระแสที่ทางขาเข้า (I_{REF}) โดยมอสเฟต M2 จะทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่ขาออก

จากข้างต้นได้สมมติให้มอสเฟต M2 ทำงานอยู่ในช่วงอิ่มตัว จึงจะได้ความสัมพันธ์ตามสมการ (3.126) ดังนั้นค่า V_{DS2} มีค่าต่ำสุดที่ทำให้วงจรทำงานได้อย่างเหมาะสมคือ

$$V_{DS2} = V_{GS} - V_T \quad (3.127)$$

อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติ ผลของ Channel Length Modulation Effect จะมีอิทธิพลต่อการทำงานของแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ พิจารณาได้จากกรณีของมอสเฟตสองตัวที่สมพ้องกัน กระแสเดรนของมอสเฟต M2 จะเท่ากับกระแสเดรนของมอสเฟต M1 ก็ต่อเมื่อค่า V_{DS} ของมอสเฟต M2 เท่ากับ V_{DS} ของมอสเฟต M1 หมายความว่า $V_{DS2} = V_{GS}$ เมื่อ V_{DS2} เพิ่มขึ้นค่า I_O จะเพิ่มขึ้นตาม

ความต้านทานขาออก (Output Resistance) ของมอสเฟต M2 (r_{o2}) ที่เพิ่มขึ้น ซึ่งสามารถอธิบายได้ตามกราฟรูปที่ 3.21 สำหรับมอสเฟต M2 ทำงานที่ V_{GS} คงที่ค่าหนึ่ง (V_{GS} ถูกกำหนดโดยกระแส I_{REF} ที่ไหลผ่านมอสเฟต M1)



รูปที่ 3.22 แสดงคุณสมบัติที่ขาออกของวงจรสะท้อนกระแสในรูป 3.21 ในกรณีมอสเฟต M1 และมอสเฟต M2 ที่สมพงษ์กัน

จากกราฟรูป 3.22 สามารถหาค่าความต้านทานขาออก R_o ได้ดังนี้

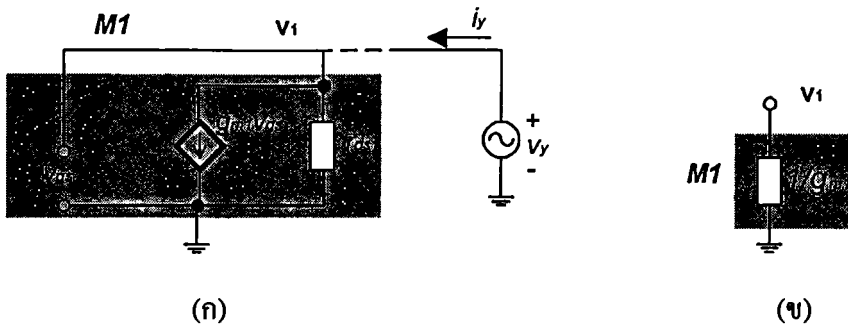
$$R_o = \frac{\Delta V_{DS2}}{\Delta I_O} = r_{o2} = \frac{V_{A2}}{I_O} \quad (3.128)$$

ขณะที่ V_{A2} คือ Early Voltage ของมอสเฟต M2 ซึ่งค่า V_A ของมอสเฟตแปรผันตามค่าความยาวของช่องทางเดินกระแส ดังนั้นเมื่อต้องการค่าความต้านทานขาออกสูง จะต้องทำการออกแบบวงจรสะท้อนกระแสโดยใช้มอสเฟตที่มีช่องทางเดินกระแสยาวขึ้น

การวิเคราะห์ผลการตอบสนองของแบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็ก สามารถพิจารณาจากแบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต M1 ตามรูป 3.23 (ก) สังเกตได้ว่ามอสเฟต M1 ถูกต่อเสมือนเป็นไดโอด (ปลายเกรนและเกตต่อยู่ด้วยกัน) และ I_O จะถูกแทนด้วยค่าความต้านทานภายใน สำหรับแบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็ก ซึ่ง I_O จะถูกแทนด้วยเปิดวงจร (Open Circuit) และสามารถหาค่าความต้านทานขาออกของมอสเฟต M1 ได้โดยต่อสัญญาณแรงดันทดสอบ v_y ที่โหนด v_y แล้ววัดสัญญาณกระแส i_y ได้ดังนี้

$$i_y = \frac{v_y}{r_{ds1}} + g_{m1}v_{gs} = \frac{v_y}{r_{ds1}} + g_{m1}v_y \quad (3.129)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

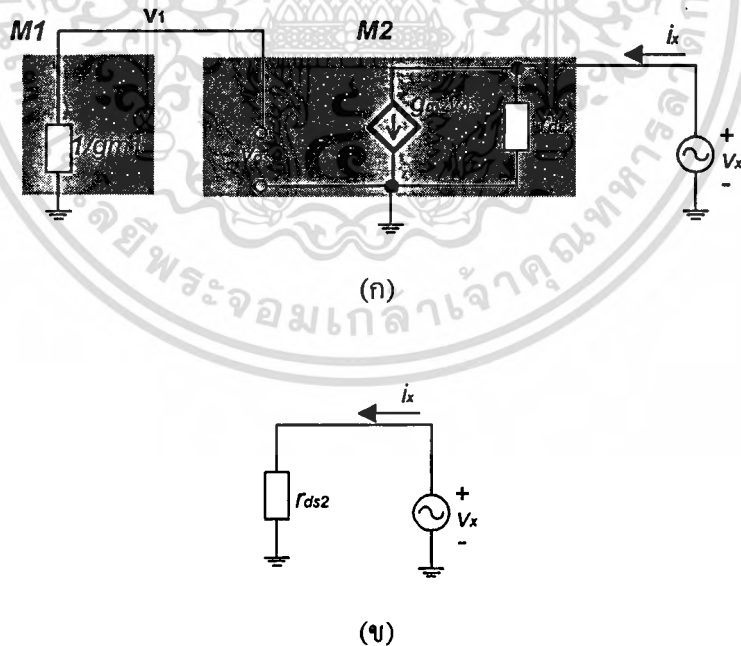


รูปที่ 3.23 (ก) แบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต M1

(ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต M1

จะได้ความต้านทานขาออกของมอสเฟต M1 คือ $(1/g_m) \parallel r_{ds1}$ เนื่องจาก $r_{ds1} \gg 1/g_m$ ดังนั้นค่าความต้านทานขาออกจะมีค่าประมาณ $1/g_m$ ซึ่งมีวงจรสมมูลตามรูป 3.23 (ข)

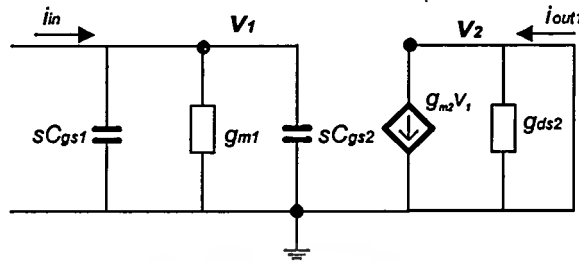
จากวงจรสมมูลของมอสเฟต M1 ข้างต้นจะได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสตามรูป 3.24 (ก) เมื่อ v_{gs} ต่อลงกราวด์ทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน $1/g_m$ และ $g_{m2} v_{gs} = 0$ จะได้วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กตามรูป 3.24 (ข) ดังนั้นความต้านทานขาออกของสัญญาณขนาดเล็กคือ r_{ds2}



รูปที่ 3.24 (ก) แบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแส

(ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของรูป (ก)

จากรูปที่ 3.25 สามารถหาฟังก์ชันการโอนย้าย (Transfer Function) ได้โดยสมมติให้แหล่งกำเนิดกระแสคงที่ในรูป 3.21 แทนด้วยสัญญาณกระแสที่ทางเข้า i_{in}



รูปที่ 3.25 แสดงวงจรสมมูลที่ความถี่สูงของวงจรสะท้อนกระแสในรูป 3.21

พิจารณาที่โหนด v_1

$$i_{in}(s) = (sC_{gs1} + g_{m1} + sC_{gs2})v_1 \quad (3.130)$$

$$v_1 = \frac{i_{in}(s)}{sC_{gs1} + g_{m1} + sC_{gs2}} \quad (3.131)$$

พิจารณาที่โหนด v_2

$$i_{out}(s) = g_{m2}v_1 \quad (3.132)$$

แทนสมการ (3.131) ลงใน (3.132) จะได้ฟังก์ชันโอนย้ายดังนี้

$$\frac{i_{out}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + s(C_{gs1} + C_{gs2})} \quad (3.133)$$

หรือ

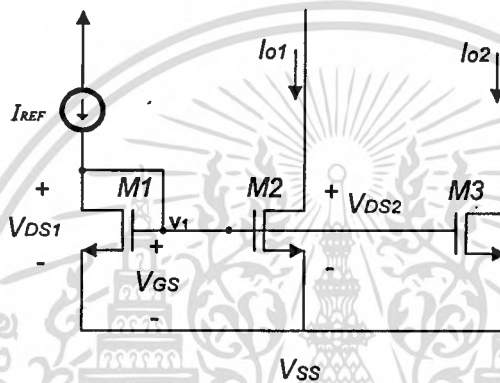
$$\frac{i_{out}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left(\frac{1}{1 + \frac{s(C_{gs1} + C_{gs2})}{g_{m1}}} \right) \quad (3.134)$$

กรณีความถี่ต่ำจะได้ฟังก์ชันโอนย้ายดังนี้

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \quad (3.135)$$

3.5.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่มีทางออกหลายทาง

วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่มีทางออกหลายทางนั้นจะมีพื้นฐานเดียวกับวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่ว่า ถ้า V_{GS} ของมอสเฟตที่เหมือนกันสองตัวมีค่าเท่ากันแล้วกระแสที่ไหลผ่านช่องทางเดินกระแส (กระแสเดรน) จะต้องมีความเท่ากันด้วย โดยในที่นี้จะกล่าวถึงวงจรสะท้อนกระแสที่มีทางออกหรือขาออก 2 ทางที่ใช้เป็นส่วนหนึ่งของวงจรในวิทยานิพนธ์นี้



รูปที่ 3.26 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่มีทางออกสองทาง

จากรูปที่ 3.26 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่มีทางออกสองทางของมอสเฟตชนิดเอ็น (N-Channel) โดยมีแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ I_{REF} เป็นกระแสที่ทางขาเข้า (มอสเฟต M1), I_{O1} เป็นกระแสที่ทางขาออกที่ 1 (มอสเฟต M2) และ I_{O2} เป็นกระแสที่ทางขาออกที่ 2 (มอสเฟต M3) เมื่อมอสเฟต M1 มีค่า $V_{DS1} = V_{GS}$ ดังนั้นมอสเฟต M1 จะทำงานในช่วงอิ่มตัว และสมมติให้มอสเฟต M2 และ M3 มีค่า $V_{DS2}, V_{DS3} \geq V_{GS} - V_{T2}$ ดังนั้นทำให้มอสเฟต M2 และ M3 จะทำงานในช่วงอิ่มตัว จากสมการ (2.8) จะได้อัตราส่วนของกระแสขาออกต่อกระแสขาเข้า ดังนี้

$$\frac{I_{O1}}{I_{REF}} = \left(\frac{L_1 W_2}{W_1 L_2} \right) \left(\frac{V_{GS} - V_{T2}}{V_{GS} - V_{T1}} \right)^2 \left(\frac{1 + \lambda_2 V_{DS2}}{1 + \lambda_1 V_{DS1}} \right) \left(\frac{\mu_{02} C_{ox2}}{\mu_{01} C_{ox1}} \right) \quad (3.136)$$

และ

$$\frac{I_{O2}}{I_{REF}} = \left(\frac{L_1 W_3}{W_1 L_3} \right) \left(\frac{V_{GS} - V_{T3}}{V_{GS} - V_{T1}} \right)^2 \left(\frac{1 + \lambda_3 V_{DS3}}{1 + \lambda_1 V_{DS1}} \right) \left(\frac{\mu_{03} C_{ox3}}{\mu_{01} C_{ox1}} \right) \quad (3.137)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากมอสเฟตทั้งสามตัวนี้ โดยทั่วไปมักจะถูกสร้างลงบนแผ่นวงจรรวมพร้อม ๆ กัน ดังนั้นมอสเฟตทั้งสามตัวจึงมีความสมพียงกัน และมีค่าพารามิเตอร์ในเชิงโครงสร้าง (Physical Parameters) ทั้งหมด เช่น V_p , μ_p , C_{ox} ฯลฯ เท่ากันหรือใกล้เคียงกัน ดังนั้นสมการ (3.136) และ (3.137) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{I_{O1}}{I_{REF}} = \left(\frac{L_1 W_2}{W_1 L_2} \right) \left(\frac{1 + \lambda V_{DS2}}{1 + \lambda V_{DS1}} \right) \quad (3.138)$$

และ

$$\frac{I_{O2}}{I_{REF}} = \left(\frac{L_1 W_3}{W_1 L_3} \right) \left(\frac{1 + \lambda V_{DS3}}{1 + \lambda V_{DS1}} \right) \quad (3.139)$$

ถ้า $V_{DS3} = V_{DS2} = V_{DS1}$ แล้ว

$$\frac{I_{O1}}{I_{REF}} = \left(\frac{L_1 W_2}{W_1 L_2} \right) \quad (3.140)$$

และ

$$\frac{I_{O2}}{I_{REF}} = \left(\frac{L_1 W_3}{W_1 L_3} \right) \quad (3.141)$$

จากสมการ (3.140) และ (3.141) จะเห็นว่าอัตราส่วน I_{O1}/I_{REF} และ I_{O2}/I_{REF} ขึ้นอยู่กับค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแส ซึ่งสามารถกำหนดได้ในการออกแบบ ถ้าให้ $W_1/L_1 = W_2/L_2 = W_3/L_3$ แล้วจะได้กระแสที่ขาออก (I_{O1}) และ (I_{O2}) เท่ากับกระแสที่ทางขาเข้า (I_{REF}) โดยมอสเฟต M2 และ M3 จะทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่ขาออก

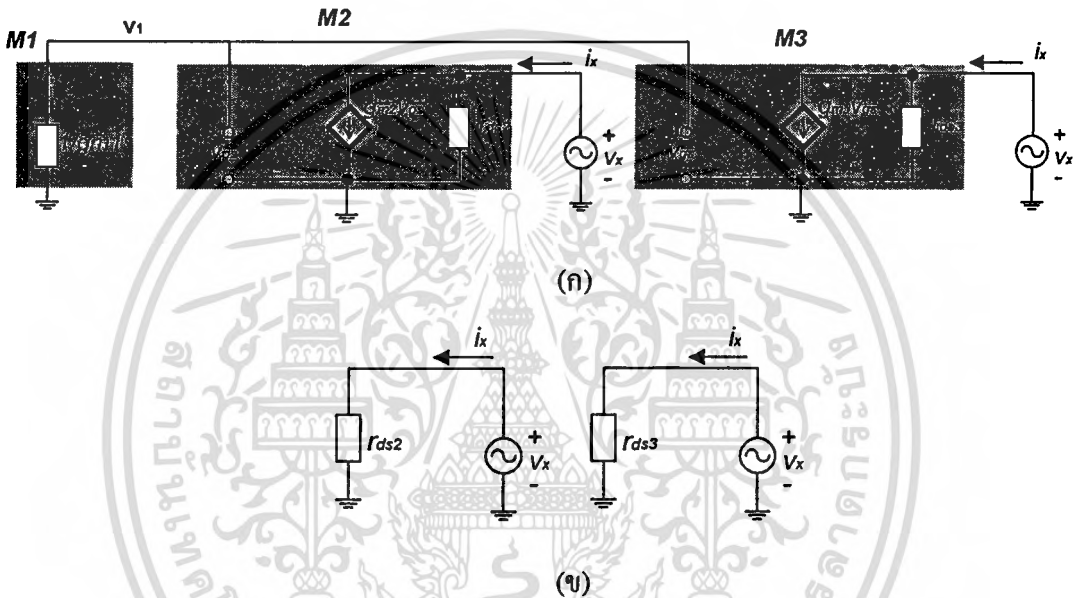
$$I_{REF} = I_{O1} = I_{O2} \quad (3.142)$$

จากข้างต้นได้สมมติให้มอสเฟต M2 และ M3 ทำงานในช่วงอิ่มตัว จึงจะทำให้ได้ความสัมพันธ์ตามสมการ (3.140) และ (3.141) ดังนั้นค่า V_{DS2} และ V_{DS3} ที่มีค่าต่ำสุดที่ทำให้วงจรทำงานได้อย่างเหมาะสมจะต้องเป็นไปตามสมการ (3.27) เช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

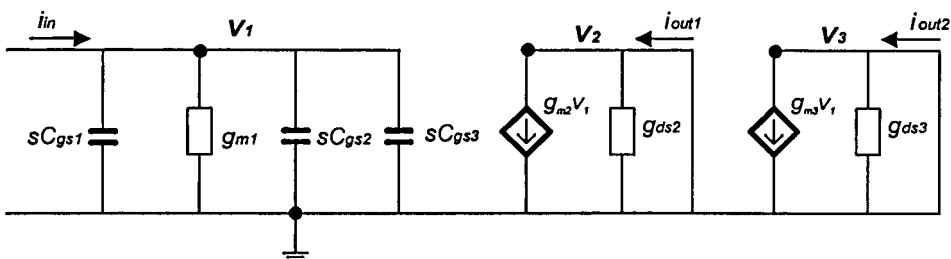
ทั้งนี้และทั้งนั้นในทางปฏิบัติ ผลของ Channel Length Modulation Effect จะมีอิทธิพลต่อการทำงานของแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ ดังที่ได้กล่าวมาในหัวข้อที่แล้ว

ในการวิเคราะห์ผลการตอบสนองของแบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็ก สามารถพิจารณาจากแบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต M1 ตามรูป 3.23 (ก) ซึ่งพบว่าความต้านทานขาออกของมอสเฟต M1 คือ $(1/g_m) \parallel r_{ds1}$ เนื่องจาก $r_{ds1} \gg 1/g_m$ ดังนั้นค่าความต้านทานขาออกจะมีค่าประมาณ $1/g_m$ ตามรูป 3.23 (ข) และจากวงจรสมมูลของมอสเฟต M1 จะได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสที่มีทางออกสองทาง ตามรูปที่ 3.28



รูปที่ 3.27 (ก) แบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่มีทางออกสองทาง (ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กจากรูป (ก)

จากรูปที่ 3.28 สามารถหาฟังก์ชันการโอนย้าย (Transfer Function) ได้โดยสมมติให้แหล่งกำเนิดกระแสคงที่ในรูป 3.26 I_{REF} แทนด้วยสัญญาณกระแสที่ทางเข้า i_{in}



รูปที่ 3.28 แสดงวงจรสมมูลที่ความถี่สูงของวงจรสะท้อนกระแสในรูป 3.26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาที่โหนด v_1

$$i_{in}(s) = (sC_{gs1} + g_{m1} + sC_{gs2} + sC_{gs3})v_1 \quad (3.143)$$

$$v_1 = \frac{i_{in}(s)}{sC_{gs1} + g_{m1} + sC_{gs2} + sC_{gs3}} \quad (3.144)$$

พิจารณาที่โหนด v_2

$$i_{out1}(s) = g_{m2}v_1 \quad (3.145)$$

และพิจารณาที่โหนด v_3

$$i_{out2}(s) = g_{m3}v_1 \quad (3.146)$$

แทนสมการ (3.144) ลงใน (3.145) จะได้ฟังก์ชันโอนย้ายดังนี้

$$\frac{i_{out1}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + s(C_{gs1} + C_{gs2} + C_{gs3})} \quad (3.147)$$

หรือ

$$\frac{i_{out1}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left(\frac{1}{1 + \frac{s(C_{gs1} + C_{gs2} + C_{gs3})}{g_{m1}}} \right) \quad (3.148)$$

กรณีความถี่ต่ำ จะได้ฟังก์ชันโอนย้ายดังนี้

$$\frac{i_{out1}}{i_{in}} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \quad (3.149)$$

และเมื่อแทนสมการ (3.144) ลงใน (3.146) จะได้ฟังก์ชันโอนย้ายดังนี้

$$\frac{i_{out2}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{g_{m3}}{g_{m1} + s(C_{gs1} + C_{gs2} + C_{gs3})} \quad (3.150)$$

หรือ

$$\frac{i_{out2}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \left(\frac{1}{1 + \frac{s(C_{gs1} + C_{gs2} + C_{gs3})}{g_{m1}}} \right) \quad (3.151)$$

กรณีความถี่ต่ำ จะได้ฟังก์ชันโอนย้ายดังนี้

$$\frac{i_{out2}}{i_{in}} = \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \quad (3.152)$$

3.6 หลักการของทรานส์ลิเนียร์ (Translinear)

ในปี ค.ศ. 1975 Barrie Gilbert ได้บัญญัติคำว่า “ทรานส์ลิเนียร์” (ทรานส์ลิเนียร์มาจากรากศัพท์ Transconductance Linear)[17] ขึ้นเพื่อใช้อธิบายกลุ่มของวงจรไม่เป็นเชิงเส้นที่นิยมใช้กันทั่วไป เช่น วงจรคูณ (Multiplier), วงจรหาร (Divider) และ วงจรยกกำลังสอง เป็นต้น โดยใช้ประโยชน์จากความสัมพันธ์ที่ว่า ค่าของอัตรากระแสผ่านความนำ (Transconductance) ของอุปกรณ์ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้น (Linear) กับกระแสที่ไหลผ่านกระแสคอลเลคเตอร์ จึงเป็นที่มาของชื่อ “Trans-Linear”

ในการพิจารณาสัญญาณทั้งส่วนทางด้านขาเข้าและขาออกของวงจรทรานส์ลิเนียร์นั้นจะอยู่ในรูปของกระแสแทบทั้งสิ้น มีเพียงศักดาที่รอยต่อพี-เอ็นของทรานซิสเตอร์เท่านั้นที่ถูกนำมาพิจารณารวมด้วย เป็นเหตุให้ก่อนที่จะมีคำว่าทรานส์ลิเนียร์ เราจึงมักเรียกววงจรเหล่านี้ว่าวงจรโหมดกระแส (Current mode circuit) วงจรประเภทนี้จะต้องสร้างขึ้นด้วยเทคโนโลยีของวงจรรวมเท่านั้น เนื่องจากว่าความใกล้เคียงกันของอุณหภูมิขบวนการปฏิบัติ การ ความเข้ากันของโครงสร้างอุปกรณ์ และความเท่ากันของความเข้มข้นสารเจือมีความสำคัญเป็นอย่างมากต่อการทำงานของวงจร ทำให้แม้จะมีการคิดหลักการของวงจรแบบนี้ได้ตั้งแต่ต้นทศวรรษที่ 60 แต่ก็ไม่สามารถสร้างขึ้นจริงได้ด้วยเทคโนโลยีของอุปกรณ์แบบคิสคริต (Discrete device) ในขณะนั้น

ในปัจจุบัน การวิเคราะห์ทางทรานส์ลิเนียร์ได้รับการพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็วและไม่ได้จำกัดอยู่เพียงการใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เท่านั้น เพราะการไบอัสของมอสเฟตในช่วงซับเทรชโวล (Subthreshold) ก็สามารถให้ความสัมพันธ์แบบเดียวกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จึงอาจพิจารณา

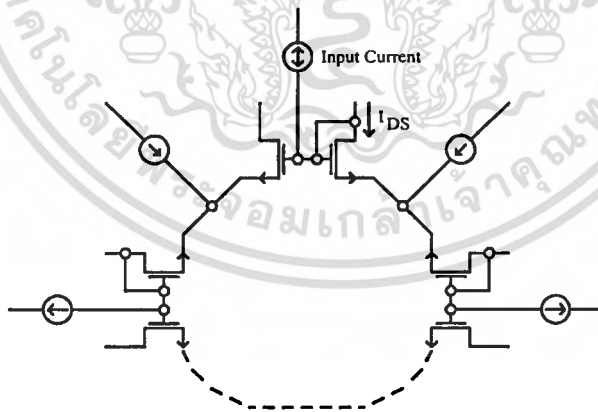
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอสเฟสเป็นอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน และนอกจากการประยุกต์ใช้งานวงจรทรานส์ลีนีเยร์ เพื่อสร้างฟังก์ชันถ่ายโอนแบบสถิตย์ (Static) แล้วยังสามารถใช้เพื่อการสร้างฟังก์ชันถ่ายโอนแบบ พลวัต (Dynamic) ได้อีกด้วย

3.6.1 หลักการเบื้องต้น

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าวงจรทรานส์ลีนีเยร์นั้นเป็นวงจรที่ทำงานในโหมดของกระแส แต่ความเป็นจริงแล้วพฤติกรรมต่าง ๆ ของวงจรไฟฟ้า ล้วนเป็นผลมาจากความเกี่ยวเนื่องกันระหว่าง ศักตากับกระแสนั่นเอง จึงทำให้หลักการของทรานส์ลีนีเยร์มักนิยมใช้กับวงจรที่มีจุดต่อ (Node) ของแรงดัน โดยมีสัญญาณทางด้านขาเข้าและขาออกอยู่ในรูปของกระแส ซึ่งคุณสมบัติสำคัญของวงจรที่เพิ่มขึ้นเมื่อนำหลักการของทรานส์ลีนีเยร์มาใช้คือ จะทำให้อุณหภูมิต่ำลงไม่มีผลกระทบต่อการทำงานของวงจรหรือถ้ามีก็จะมีค่าน้อยมาก

ในยุคแรกของวงจรที่ใช้หลักการของทรานส์ลีนีเยร์นั้น รูปแบบของวงจรมักจะต่อรวมกันเป็นรูป (กลุ่ม) ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่เป็นลักษณะของวงปิด (Close-loop) ซึ่งลักษณะของการวิเคราะห์วงจรโดยส่วนใหญ่นั้นใช้ทฤษฎีกฎของเคอร์ชอฟ (KVL) โดยจะอยู่ในรูปของสมการของกระแสคอลเลกเตอร์ และเมื่อนำเอาทฤษฎีของทรานส์ลีนีเยร์รูปแบบมาใช้วิเคราะห์วงจรรูปของแรงดันของอุปกรณ์จำพวกมอสเฟต จะพบว่าสมการสุดท้ายที่ได้จะอยู่ในรูปของความสัมพันธ์ระหว่างกระแสทางด้านขาเข้าและขาออก พร้อมกับมีการชดเชยผลกระทบทางด้านอุณหภูมิได้อย่างชัดเจน



รูปที่ 3.29 รูปแบบทั่วไปของทรานส์ลีนีเยร์รูปของกลุ่มทรานซิสเตอร์ชนิดมอสเฟต

3.6.2 การพิจารณาสมการของทรานส์ลีนีเยร์

โดยในการพิจารณาจะเริ่มพิจารณาจากรูปแบบของทรานส์คอนดักแตนซ์ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ ทรานส์คอนดักแตนซ์ที่มีการเปลี่ยนแปลงแบบเป็นเชิงเส้น ดังสมการ (3.153)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_m = \frac{dI}{dV} = aI \quad (3.153)$$

เมื่อนำสมการ (3.153) ไปอินทิเกรตเทียบกับกระแสจะได้

$$I = b \exp(aV) \quad (3.154)$$

ซึ่งผลที่ได้จะเป็นสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของไบโพลาร์ทรานส์ซิสเตอร์ หรือ Bipolar-Translinear (BTL) ซึ่งถ้านำสมการ (3.153) ไปอินทิเกรตเทียบกับแรงดันจะได้

$$I = \frac{A}{2} V^2 + B \quad (3.155)$$

ซึ่งก็คือความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของมอสเฟต หรือ MOS-Translinear (MTL)

จากการพิจารณาสมการ (3.155) จะพบว่า เมื่อ B เข้าใกล้ 0 จะสามารถแทนสมการที่เหลือ เทียบกับสมการของมอสเฟตในช่วงการทำงานแบบอิมิตัวคือ แทน I เป็นกระแสเดรน (I_D) ของมอสเฟต และแทน V เป็นผลต่างระหว่างแรงดันเกตซอส (V_{GS}) และแรงดันขีดเริ่ม (V_T) ของมอสเฟต หรือ ($V_{GS} - V_T$) นั่นก็คือ

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \quad (3.156)$$

โดยที่

$$K = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} \quad (3.157)$$

จากการพิจารณา KVL ของวงจรรูปที่ 3.29 ตามทฤษฎีทรานส์ลิเนียร์รูป ซึ่งพบว่ามอสเฟตต่อรวมกันอยู่เป็นทรานส์ลิเนียร์รูป โดยมีศักดาตกคร่อมในทิศทางตามเข็มนาฬิกา (CW) และทิศทางทวนเข็มนาฬิกา (CCW) จะได้

$$\sum_{CW} V_{GS} = \sum_{CCW} V_{GS} \quad (3.158)$$

แทนค่าสมการ (3.156) ลงใน (3.158) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sum_{CW} (V_T + \sqrt{\frac{I_D}{K}}) = \sum_{CCW} (V_T + \sqrt{\frac{I_D}{K}}) \quad (3.159)$$

ในส่วนของพารามิเตอร์ C_{ox} พบว่ามีค่าน้อยมาก และพารามิเตอร์ V_T ของมอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกันมาก เนื่องจากกำหนดให้มอสเฟตทุกตัวมีความสมพียงกันนั่นคือมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ และผลทางเทคโนโลยีของวงจรรวมทำให้จนสามารถตัดทิ้งไปได้ จึงทำให้สมการความสัมพันธ์ของทรานส์ลิเนียร์รูปของมอสเฟตมีค่าเท่ากับ

$$\sum_{CW} \sqrt{\frac{I_D}{W/L}} = \sum_{CCW} \sqrt{\frac{I_D}{W/L}} \quad (3.160)$$

และเมื่อพบว่าในวงจรนั้นมอสเฟตทุกตัวมีลักษณะคล้ายคลึงกันทุกประการ นั่นคือ

$$\frac{W_1}{L_1} = \frac{W_2}{L_2} = \frac{W_3}{L_3} = \dots = \frac{W_{13}}{L_{13}} \quad (3.161)$$

ทำให้สมการความสัมพันธ์ของทรานส์ลิเนียร์รูป มีค่าเท่ากับ

$$I_{DCW} = I_{DCCW} \quad (3.162)$$

นั่นก็คือ

$$I_{in} = I_{out} \quad (3.163)$$

ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่า วงจรที่รูปแบบในลักษณะของทรานส์ลิเนียร์รูปนั้น จะทำให้วงจรมีลักษณะการทำงานคล้ายกับโหนด (Node) นั่นคือ ผลรวมของกระแสที่ไหลเข้าและออกจากวงจรมีค่าเท่ากับ 0

3.7 บทสรุป

ในบทที่ 3 นี้ ได้กล่าวถึงวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสทั้งชนิดบวก (CCCII+) และวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสทั้งชนิดลบ (CCCII-) ที่ได้ทำการออกแบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยมีการกล่าวถึงประวัติความเป็นมาอย่างย่อ ๆ, การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCII ในทางทฤษฎีด้านต่าง ๆ ตลอดจนหลักการของทรานส์ลีนีเยร์ และวงจรสะท้อนกระแสที่ใช้เป็นส่วนประกอบในการออกแบบวงจร CCCII ซึ่งในส่วนของการทำงานและผลของการทดลองของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสทั้งชนิดบวก (CCCII+) และลบ (CCCII-) นั้นจะได้นำมากล่าวถึงในบทต่อไป



บทที่ 4

ผลการทดลองการทำงานของวงจร CCCII

4.1 บทนำ

ในการนำเสนอหลักการใหม่เพื่อนำไปออกแบบวงจรสำหรับสร้างวงจรรวมนั้น เมื่อได้ทำการออกแบบวงจรตามหลักการออกแบบวงจรรวมแล้ว จะต้องทำการวิเคราะห์และทดลองการทำงานของวงจร เพื่อทดสอบและยืนยันว่า วงจรที่ได้ออกแบบนั้นสามารถทำงานได้ตามหลักการที่ได้เสนอขึ้นมาและมีคุณสมบัติของวงจรเป็นไปตามที่ได้คาดหมายเอาไว้ในการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี ในการวิเคราะห์และทดลองการทำงานของวงจรสามารถกระทำได้ 2 วิธีคือ วิธีที่ 1 โดยการทดลองต่อวงจรจริงแบบคิสดรีทลงบนอุปกรณ์ที่เรียกว่าโปรโตบอร์ด และวิธีที่ 2 โดยการนำวงจรที่ได้ทำการออกแบบมาทำการวิเคราะห์และเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์

ทั้งการทดลองการทำงานของวงจรโดยการต่อวงจรแบบคิสดรีทลงบนโปรโตบอร์ด และการวิเคราะห์และเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์นั้น ต่างก็เป็นการทดสอบและยืนยันว่าวงจรนั้น ๆ สามารถนำไปใช้งานได้ตามหลักการที่เสนอขึ้นมา และมีคุณสมบัติของวงจรเป็นไปตามที่คาดหมายเอาไว้ในการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี ซึ่งในการวิเคราะห์และทดสอบการทำงานของวงจรทั้ง 2 วิธีนั้น ต่างก็เป็นการเลียนแบบการทำงานของวงจรเพื่อที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ผลจากการวิเคราะห์และทดลองจะเป็นคุณสมบัติที่คาดหมายว่าจะได้เมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวม แต่ในการต่อวงจรจริงแบบคิสดรีทนั้นพบว่ามีความจุไฟฟ้าสถิตที่เกิดจากโปรโตบอร์ด ซึ่งในการสร้างวงจรรวมจะไม่มีหรือมีน้อยมาก ทำให้ไม่สามารถทดลองหาผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรที่แท้จริงจากการต่อวงจรจริงแบบคิสดรีทได้ คุณสมบัติบางประการของวงจรจำเป็นต้องทำการวิเคราะห์และเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์เท่านั้น

4.2 การทดลองวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII)

ในส่วนของการทดลองการทำงานของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการทดสอบและยืนยันว่า วงจรที่ได้ทำการออกแบบนั้นสามารถทำงานได้ตามหลักการใหม่ที่ได้เสนอขึ้นมาและมีคุณสมบัติของวงจรเป็นไปตามที่ได้คาดหมายเอาไว้ในการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี ในการทดลองจะแบ่งการทดลองออกเป็น 2 ขั้นตอนคือ การเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ ซึ่งโปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์และทดลองเลียนแบบการทำงานของวงจรในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

จะใช้โปรแกรม PSPICE ในการวิเคราะห์ ซึ่งเป็นโปรแกรมสำเร็จรูปที่ใช้ในการวิเคราะห์และเลียนแบบการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย หลังจากนั้นจึงทำการทดลองโดยการต่อวงจรจริงแบบคิสดรีทลงบนโพรโตบอร์ด เพื่อทดสอบและยืนยันถึงผลการทำงานของวงจรอีกชั้นตอนหนึ่งว่า เมื่อทำการต่อวงจรจริงแล้ว วงจรจะสามารถทำงานได้ถูกต้องตามทฤษฎีที่ได้ทำการวิเคราะห์หรือไม่

ในการทดลองการทำงานของวงจร CCCII ที่ได้ทำการออกแบบและนำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นั้น ทั้งการจำลองและเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และการทดลองแบบการต่อวงจรจริงแบบคิสดรีทลงบนโพรโตบอร์ดนั้น ได้กำหนดคุณสมบัติของซิมอสให้ตรงกับ IC # MC14007 (Dual Complementary Pair Plus Inverter) ในการทดลอง เนื่องจากในขั้นตอนของการออกแบบวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) นั้น ได้กำหนดให้ซิมอสชนิดเอ็น (NMOS) และซิมอสชนิดพี (PMOS) มีลักษณะของโครงสร้างคล้ายคลึงกันทุกประการ ซึ่งภายในตัวของอุปกรณ์ซิมอสแต่ละตัวได้กำหนดให้มีค่า W และ L รวมถึงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ มีค่าดังนี้

.model TC407N NMOS

+ (LEVEL=3, LD=1.2U, VTO=1.5, KP=1.73E-5, GAMMA=1.0, TOX=1.0E-7, TPG=0,
+ NSUB=5E15, L=8U, W=290U, WD=1.4U, CGSO=4.14E-10, CGDO=4.14E-10,
+ CGBO=1.61E-10, TT=100n)

.model TC407P PMOS

+ (LEVEL=3, LD=1.2U, VTO=-1.2, KP=0.69E-5, GAMMA=0.9, TOX=1.0E-7, TPG=0,
+ NSUB=2E15, L=8U, W=480U, WD=1.4U, CGSO=4.14E-10, CGDO=4.14E-10,
+ CGBO=1.61E-10, TT=80n)

4.3 ผลการทดลอง

โดยในการทดลองจะแบ่งออกเป็น 3 ส่วนคือ ส่วนที่ 1 เป็นการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดบวก (CCCII+) ตามวงจรในรูปที่ 3.6 โดยใช้โปรแกรม PSPICE ส่วนที่ 2 เป็นการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดลบ (CCCII-) ตามวงจรในรูปที่ 3.7 โดยใช้โปรแกรม PSPICE และในส่วนที่ 3 จะเป็นการทดลองการทำงานของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสทั้งชนิดบวก (CCCII+) และชนิดลบ (CCCII-) โดยการต่อวงจรจริงลงบนโพรโตบอร์ด ตามลำดับ

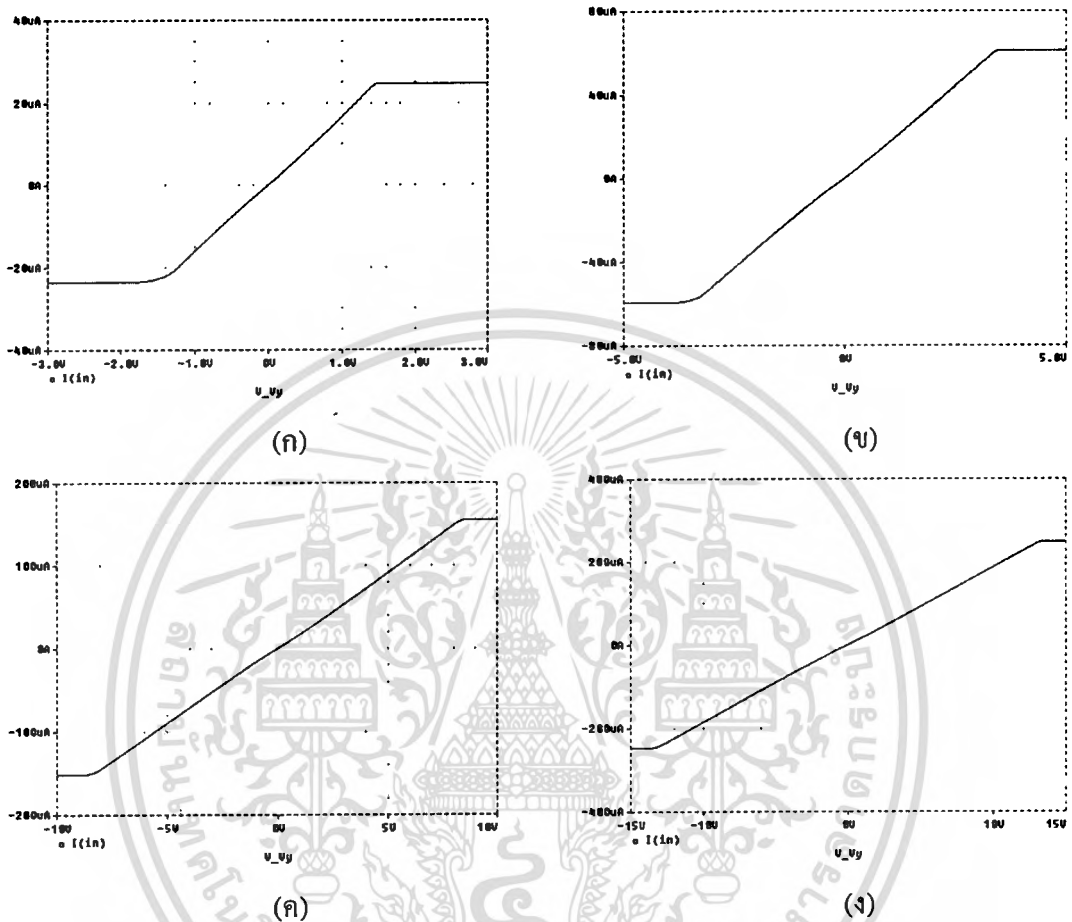
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทดลองของ 2 ส่วนแรกนั้น ได้กำหนดให้ใช้ค่า V_{DD} และ V_{SS} อย่างละ 4 ค่า คือ $V_{DD} = +3.0, +5.0, +10.0$ และ $+15.0$ Volts ตามลำดับ และ $V_{SS} = -3.0, -5.0, -10.0$ และ -15.0 Volts ตามลำดับ เพื่อที่ต้องการทดสอบหาค่าแรงดันน้อยที่สุดและมากที่สุดที่วงจร CCCII สามารถทำงานได้ โดยทางด้านขาเข้าและขาออกของวงจรจะมีตัวต้านทานต่ออยู่ ซึ่งมีตำแหน่งของตัวต้านทานดังนี้คือ R_{in} ที่ขั้ว x และ R_{out} ที่ขั้ว z ซึ่งในการทดลองได้กำหนดให้ใช้ค่าความต้านทานจำนวน 3 ค่า คือ $50k\Omega, 75k\Omega$ และ $100k\Omega$ ในแต่ละคู่ของ V_{DD} และ V_{SS} และในส่วนของการทดลองการต่อวงจรจริงแบบคัสครีทลงบนโปรโตบอร์ดนั้น จะเป็นการทดลองเพื่อยืนยันถึงผลของการทำงานของวงจร CCCII ว่าเป็นไปตามที่ทดลองจากการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยโปรแกรม PSPICE หรือไม่

4.3.1 การทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร CCCII+โดยโปรแกรม PSPICE

4.3.1.1 การทดลองการทำงานทั่วไปของวงจร CCCII+

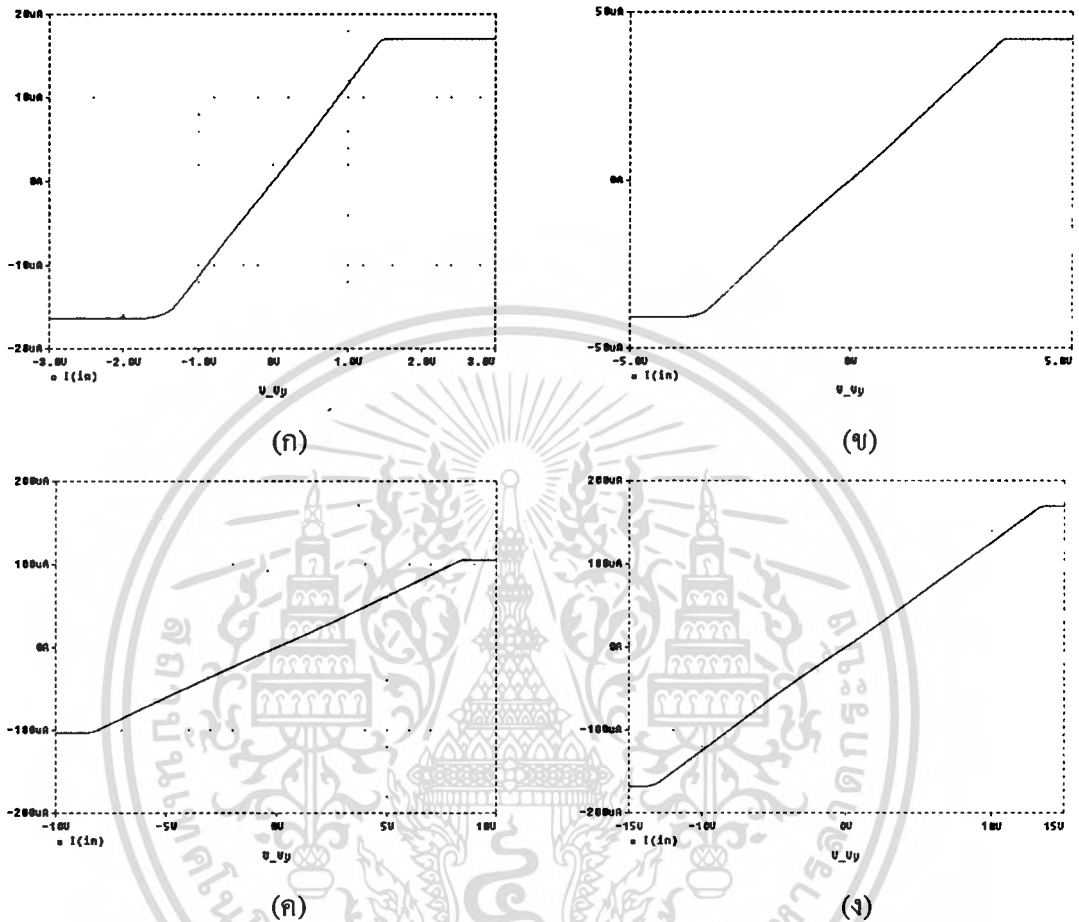
ผลการทดลองโดยการเลียนแบบการทำงานของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสชนิดบวก (CCCII+) ด้วยโปรแกรม PSPICE นั้น จะทำการทดลองโดยเปลี่ยนแปลงค่าของความต้านทานที่ทางด้านขาเข้าและขาออก โดยเริ่มจาก $50k\Omega, 75k\Omega$ และ $100k\Omega$ ตามลำดับ พร้อมทั้งทำการเปลี่ยนแปลงค่าของ V_y โดยเริ่มจาก -3.0 Volts จนกระทั่งค่าของ V_y มีค่าเป็น $+3.0$ Volts จากนั้นจึงทำการเปลี่ยนแปลงค่าของ V_y เป็น -5.0 ถึง $5.0, -10.0$ ถึง 10.0 และ -15.0 ถึง 15.0 Volts ตามค่าของคู่ V_{DD} และ V_{SS} ที่ได้กำหนดไว้ข้างต้น ซึ่งค่าของ V_y ที่เพิ่มขึ้นจะทำการเพิ่มขึ้นทีละ 0.01 Volts โดยในส่วน of $I_{control}$ จะกำหนดให้มีค่าคงที่น้อยๆ



รูปที่ 4.1 ผลการทดลองการเปลี่ยนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร

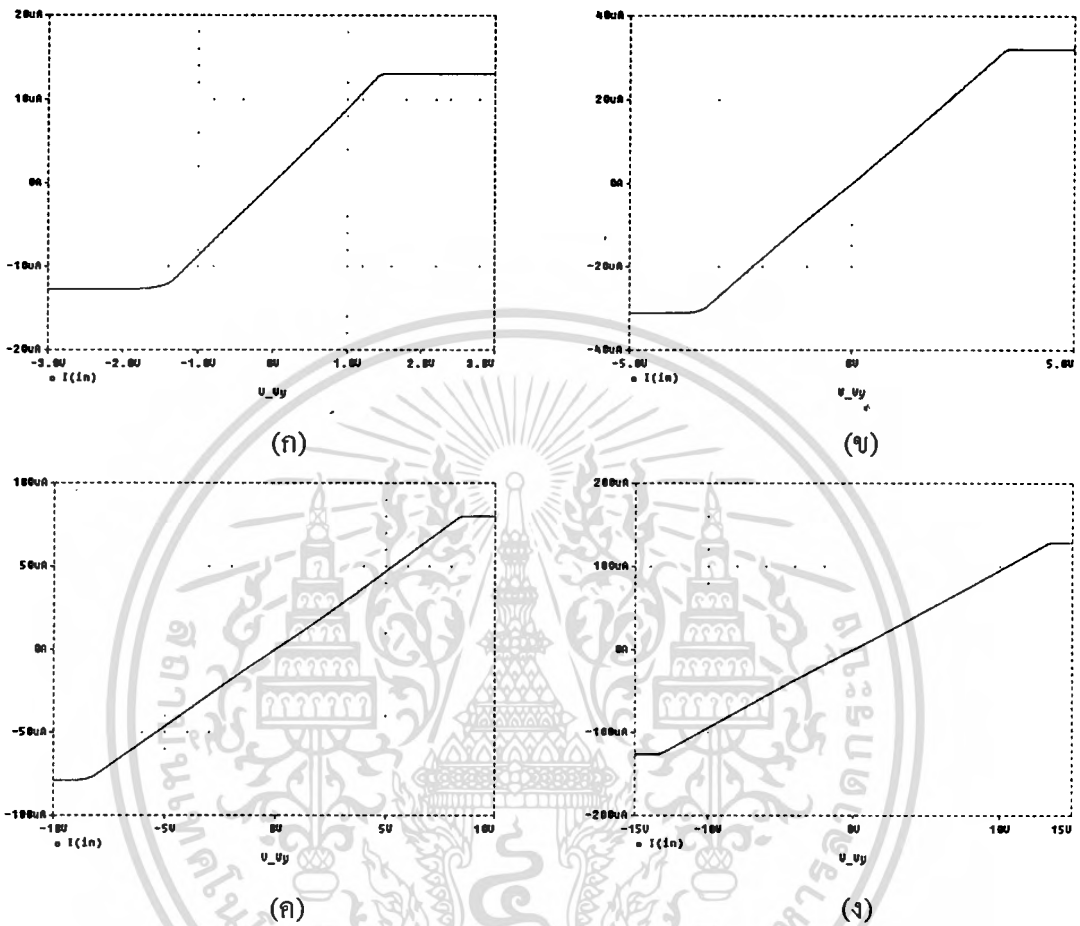
CCCII+ ที่ตำแหน่ง $R_{in} = 50k\Omega$ หรือขั้ว x ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน

- (ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts
- (ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts
- (ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts
- (ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts



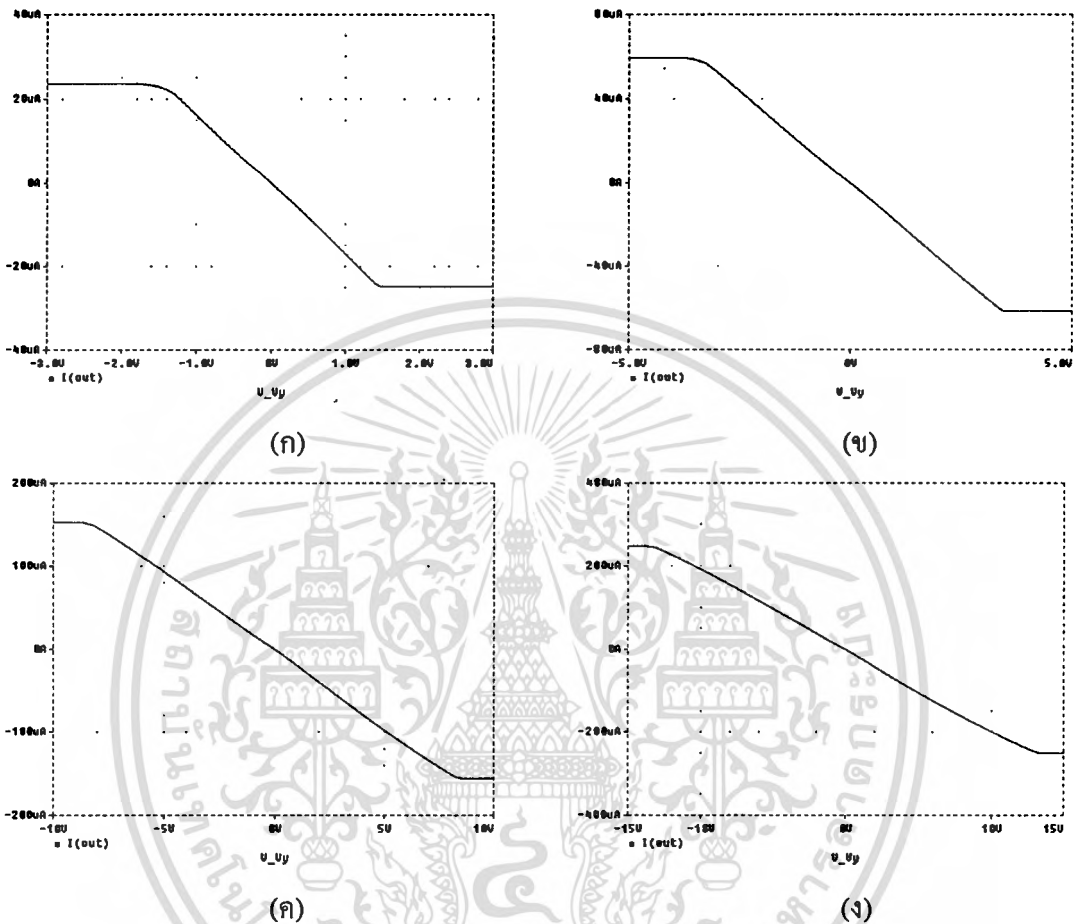
รูปที่ 4.2 ผลการทดลองการเปลี่ยนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII+ ที่ตำแหน่ง $R_{in} = 75k\Omega$ หรือขั้ว x ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน

- (ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts
- (ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts
- (ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts
- (ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts



รูปที่ 4.3 ผลการทดลองการเปลี่ยนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII+ ที่ตำแหน่ง $R_{in} = 100k\Omega$ หรือขั้ว x ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน

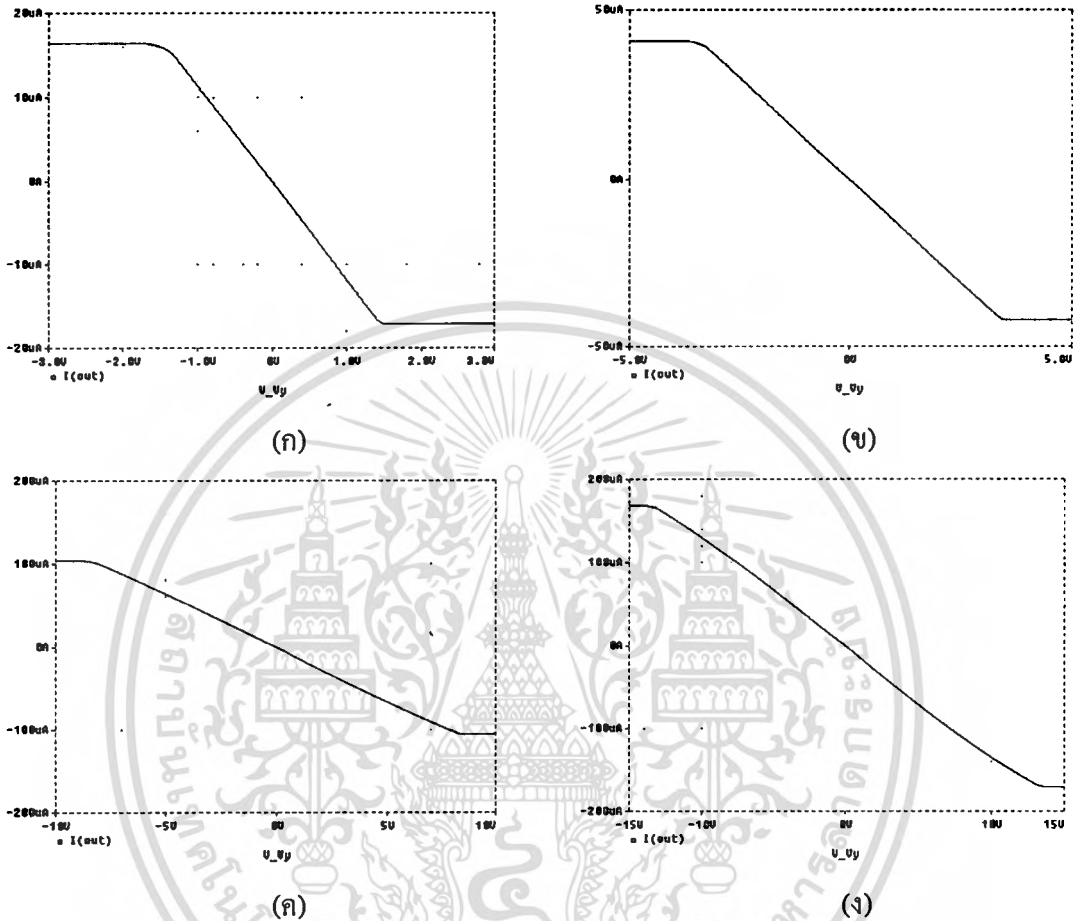
- (ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts
- (ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts
- (ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts
- (ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts



รูปที่ 4.4 ผลการทดลองการเขียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร

CCCII+ ที่ตำแหน่ง $R_{out} = 50k\Omega$ หรือขั้ว z ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน

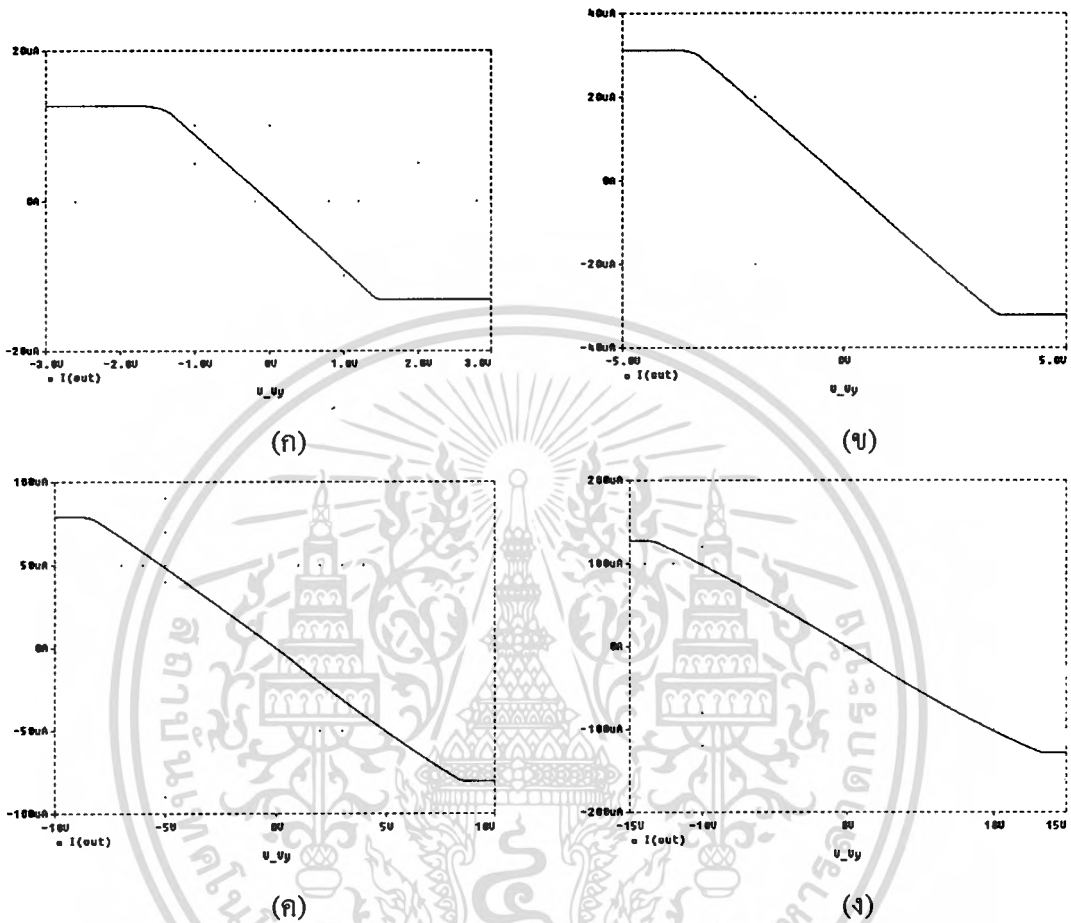
- (ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts
- (ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts
- (ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts
- (ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts



รูปที่ 4.5 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร

CCCII+ ที่ตำแหน่ง $R_{out} = 75k\Omega$ หรือขั้ว z ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน

- (ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts
- (ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts
- (ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts
- (ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts



รูปที่ 4.6 ผลการทดลองการเปลี่ยนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII+ ที่ตำแหน่ง $R_{out} = 100k\Omega$ หรือขั้ว z ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน

- (ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts
- (ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts
- (ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts
- (ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts

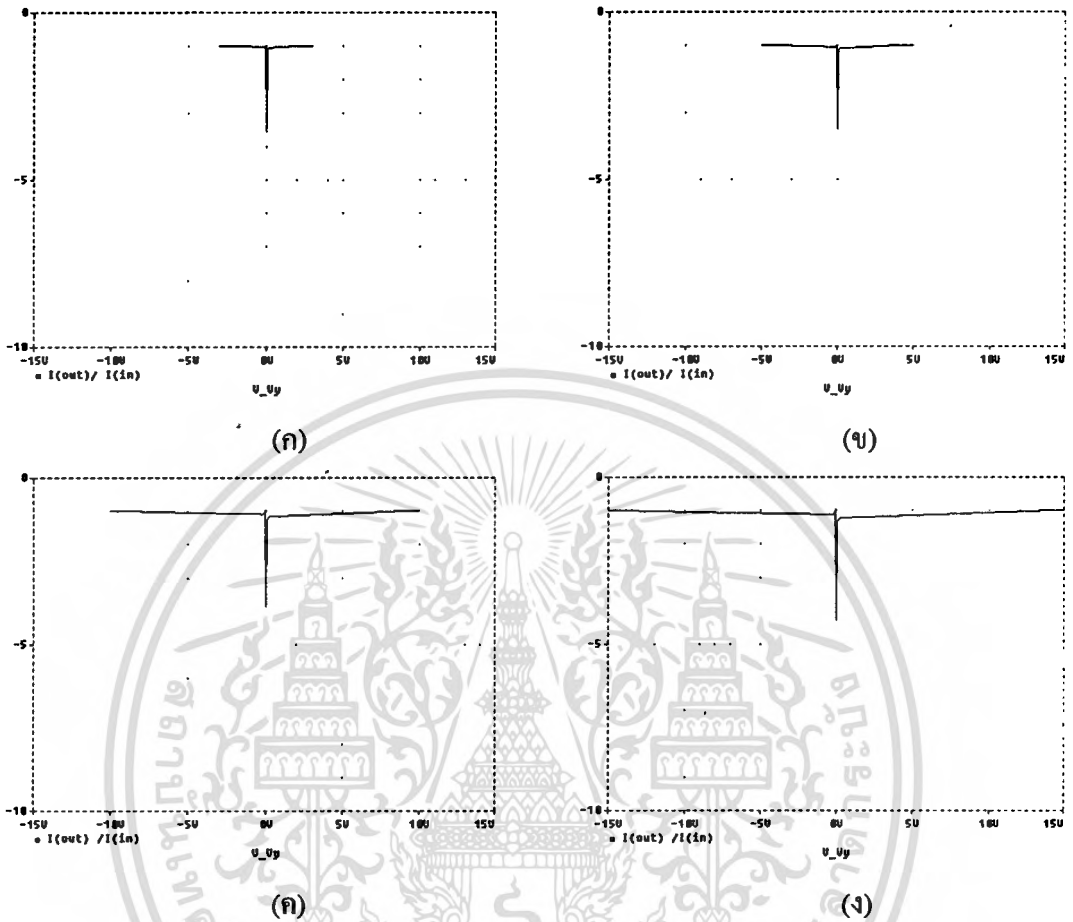
จากการทดลองการทำงานทั่วไปของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดบวก (CCCH+) ที่ได้ทำการออกแบบนั้น โดยการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE นั้น ได้ให้ลักษณะของผลการทดลอง คือ

1. เมื่อทำการเพื่อกำ V_{DD} และลดค่า V_{SS} (ไฟเลี้ยงของวงจร) พร้อม ๆ กัน จะทำให้ช่วงของพลวัต (Dynamic Range) ของวงจรกว้างขึ้น รวมทั้งค่าของกระแสทางด้านขาเข้า (I_x) และขาออก (I_y) มีค่าเพิ่มขึ้น
2. เมื่อทำการเพิ่มค่าของความต้านทานทางด้านขาเข้า (R_{in}) และขาออก (R_{out}) ทำให้ค่าของกระแสทางด้านขาเข้า (I_x) และขาออก (I_y) มีค่าลดลงโดยที่ช่วงของพลวัต (Dynamic Range) ยังคงมีค่าเท่าเดิมในทุกค่าของ V_{DD} และ V_{SS}

4.3.1.2 การทดลองหาค่าของการโอนย้าย (Transfer Characteristic) ของวงจร

CCCH+

จากการทดลองการทำงานทั่วไปของวงจรพบว่าค่าของกระแสทางด้านขาเข้าเมื่อเทียบกับทางด้านขาออกมีค่าเกือบจะเท่ากัน นั่นคือค่าของกระแสทางด้านขาออก (I_y) มีค่าเป็น +1 เท่าเมื่อเทียบกับกระแสทางด้านขาเข้า (I_x) ดังจะเห็นได้จากรูปแสดงผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร CCCH+ โดยการหาค่าการโอนย้าย (Transfer Characteristic) ของกระแสทางด้านขาออก (I_y) เทียบกับกระแสทางด้านขาเข้า (I_x) โดยในขั้นตอนของการทดลองจะทำการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานทางด้านขาเข้า (R_{in}) และขาออก (R_{out}) โดยเริ่มจาก 50k Ω , 75k Ω และ 100k Ω ตามลำดับที่ทุกคู่ของ V_{DD} และ V_{SS}



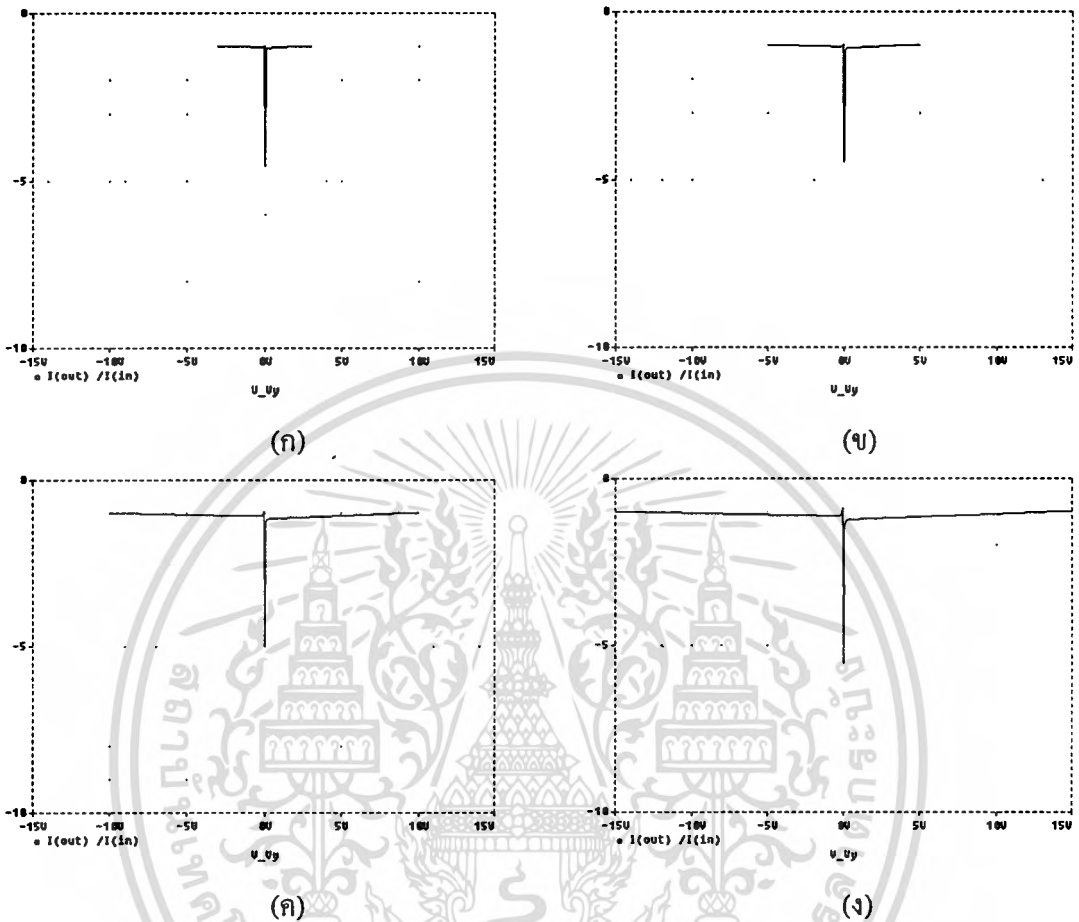
รูปที่ 4.7 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII+ เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 50k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน เพื่อหาค่าการโอนย้าย (Transfer Characteristic)

(ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts

(ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts

(ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts

(ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts



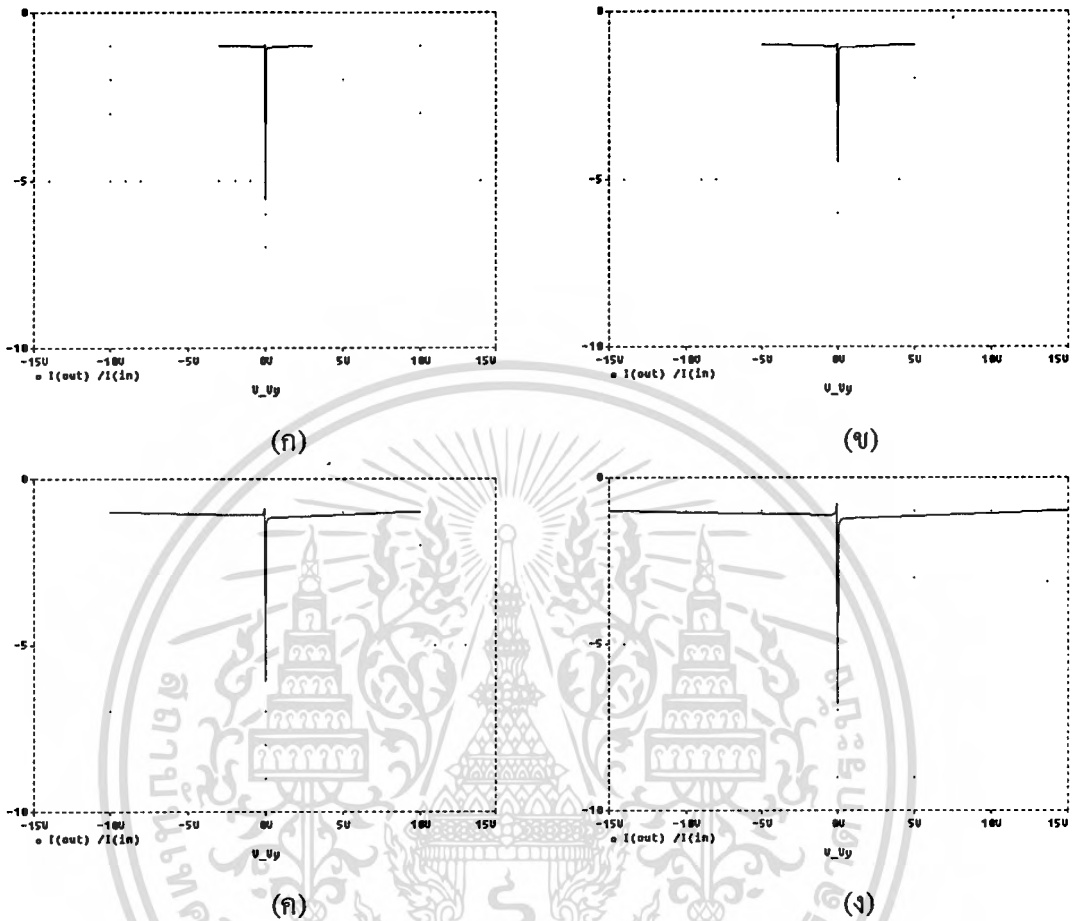
รูปที่ 4.8 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII+ เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 75k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน เพื่อหาค่าการโอนย้าย (Transfer Characteristic)

(ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts

(ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts

(ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts

(ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts



รูปที่ 4.9 ผลการทดลองการเขียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII+ เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 100k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน เพื่อหาค่าการโอนย้าย (Transfer Characteristic)

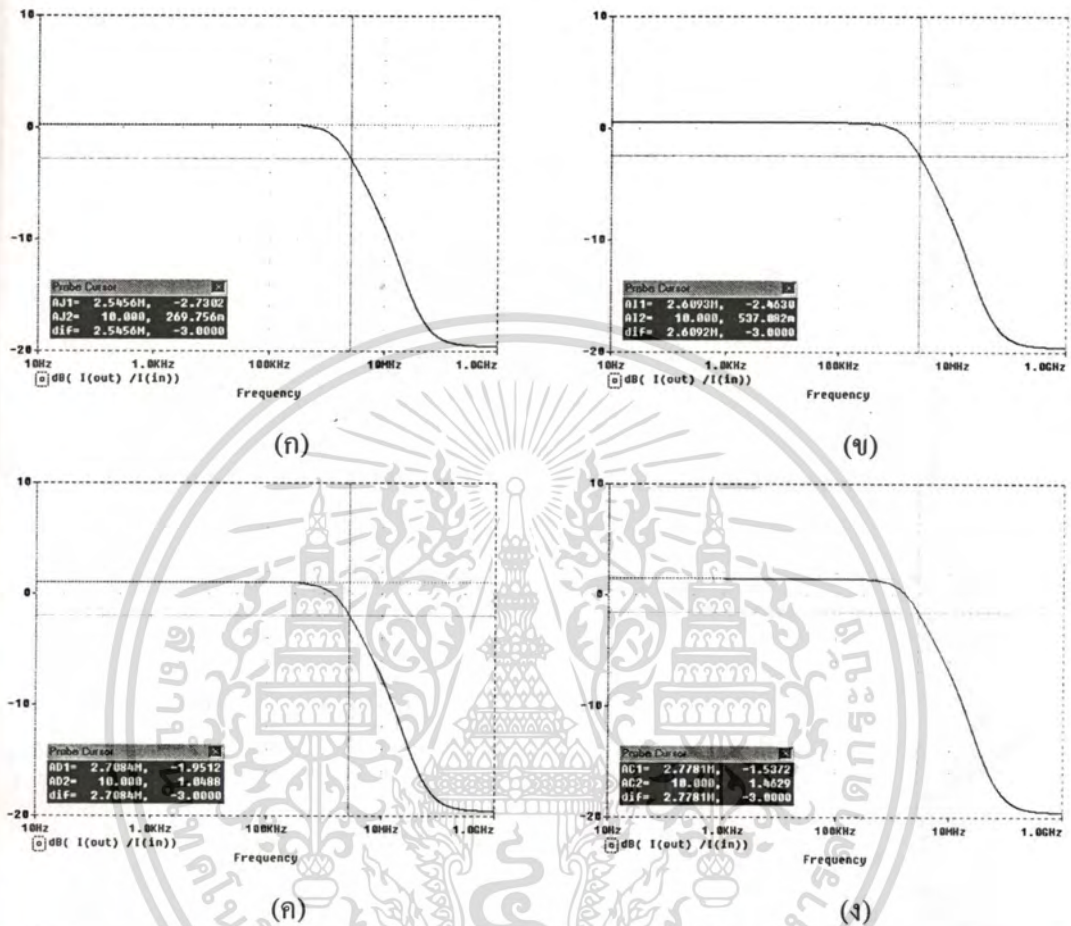
- (ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts
- (ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts
- (ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts
- (ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts

จากการทดลองเพื่อหาค่าของการโอนย้าย (Transfer Characteristic) ของวงจรสายพาน กระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสซนิกบวก (CCCI⁺) นั้น พบว่าที่ทุกคู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ไม่ จะมีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานทางทางด้านขาเข้า (R_{in}) และขาออก (R_{out}) เพิ่มขึ้นหรือลดลงก็ ไม่มีผลต่อการทำงานของวงจรมันคือวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสซนิก บวก (CCCI⁺) ที่ได้ทำการออกแบบยังคงค่าของการโอนย้าย (Transfer Characteristic) = +1 เหมือนกัน

4.3.1.3 การทดลองหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ (Frequency Response) ของ

วงจร CCCI⁺

เพื่อต้องการทราบถึงค่าความถี่ที่วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสซนิก บวก (CCCI⁺) สามารถทำงานได้ จึงจำเป็นต้องทำการทดลองเพื่อหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ (Frequency Response) ซึ่งในขั้นตอนของการทดลองได้กำหนดให้แรงดันที่เป็นสัญญาณชาน์ต่อ เข้ากับทางด้านขาเข้าขั้ว y แล้วทำการวัดค่าของสัญญาณที่เกิดขึ้นทางด้านขาออกขั้ว z เทียบกับขา เข้าขั้ว x และจะทำการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานทางด้านขาเข้า (R_{in}) และขาออก (R_{out}) โดยเริ่ม จาก 50k Ω , 75k Ω และ 100k Ω ตามลำดับที่ทุกคู่ของ V_{DD} และ V_{SS}



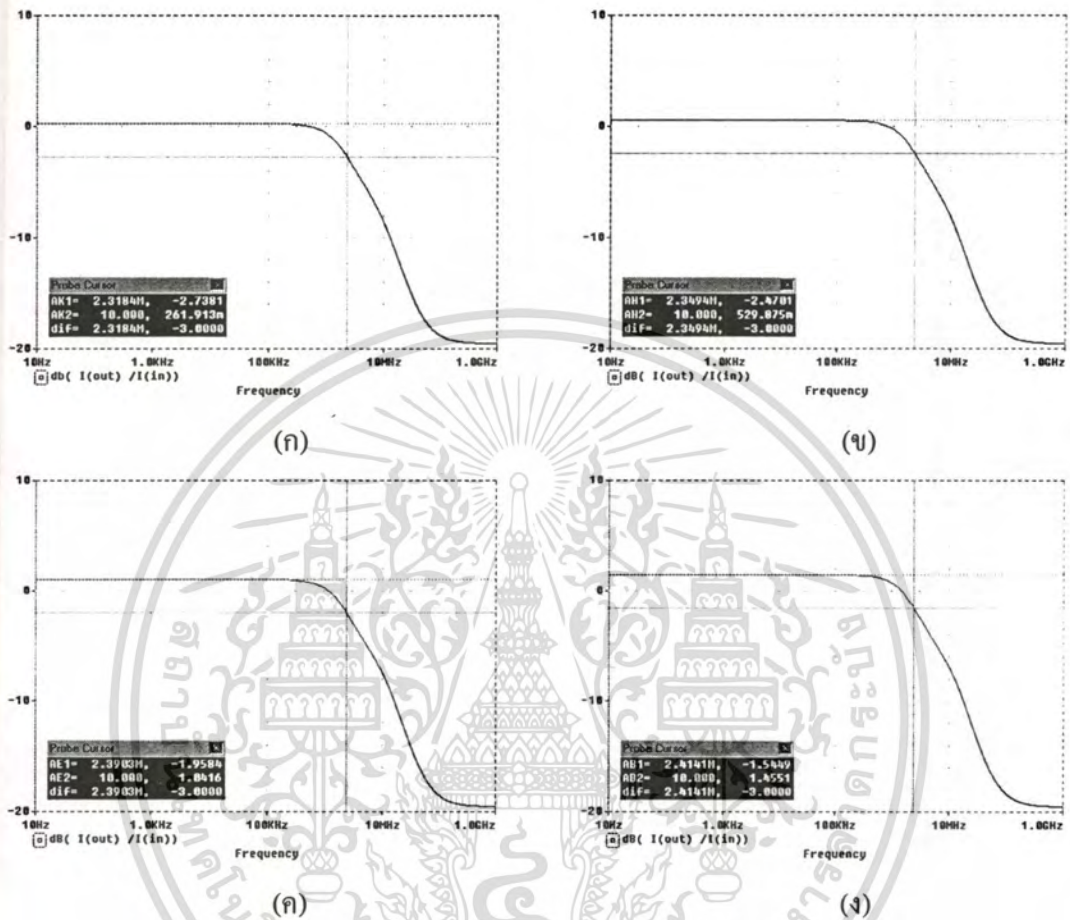
รูปที่ 4.10 ผลการทดลองการเดินแบบการทำงานของวงจร โดยการหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ของวงจร CCCII+ เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 50k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน

(ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts

(ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts

(ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts

(ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts



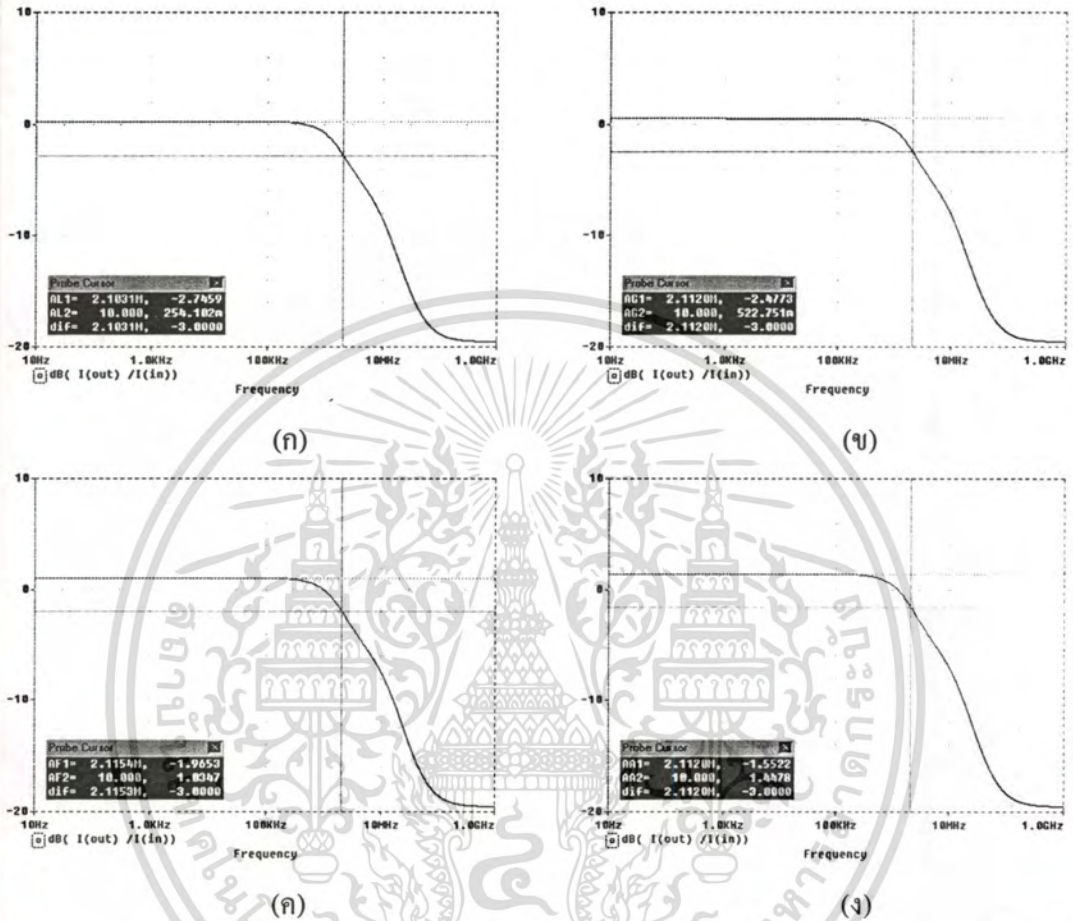
รูปที่ 4.11 ผลการทดลองการเลี่ยนแบบการทำงานของวงจร โดยการหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ของวงจร CCII+ เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 75\text{k}\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน

(ก) ที่ $V_{DD} = 3.0\text{ Volts}$ และ $V_{SS} = -3.0\text{ Volts}$

(ข) ที่ $V_{DD} = 5.0\text{ Volts}$ และ $V_{SS} = -5.0\text{ Volts}$

(ค) ที่ $V_{DD} = 10.0\text{ Volts}$ และ $V_{SS} = -10.0\text{ Volts}$

(ง) ที่ $V_{DD} = 15.0\text{ Volts}$ และ $V_{SS} = -15.0\text{ Volts}$



รูปที่ 4.12 ผลการทดลองการเขียนแบบการทำงานของวงจรโดยการหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ของวงจร CCCII+ เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 100k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน

(ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts

(ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts

(ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts

(ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts

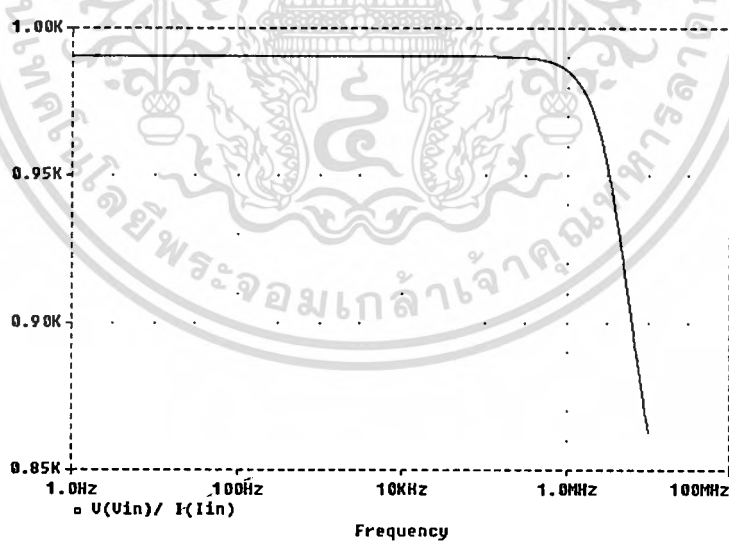
จากการทดลองเพื่อหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ (Frequency Response) ของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดบวก (CCCII+) นั้นพบว่า

- 1. ที่ค่าความต้านทานทางด้านขาเข้า (R_{in}) และขาออก (R_{out}) เดียวกัน เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าของ V_{DD} และ V_{SS} จะทำให้วงจรสามารถทำงานในช่วงของความถี่ที่สูงขึ้น
- 2. ที่ค่าของ V_{DD} และ V_{SS} เดียวกันเมื่อเพิ่มค่าของความต้านทานทางด้านขาเข้า (R_{in}) และขาออก (R_{out}) จะทำให้วงจรมีช่วงของความถี่ที่สามารถทำงานได้ลดลง

4.3.1.4 การทดลองหาค่าความต้านทานขาเข้าและขาออกของวงจร CCCII+

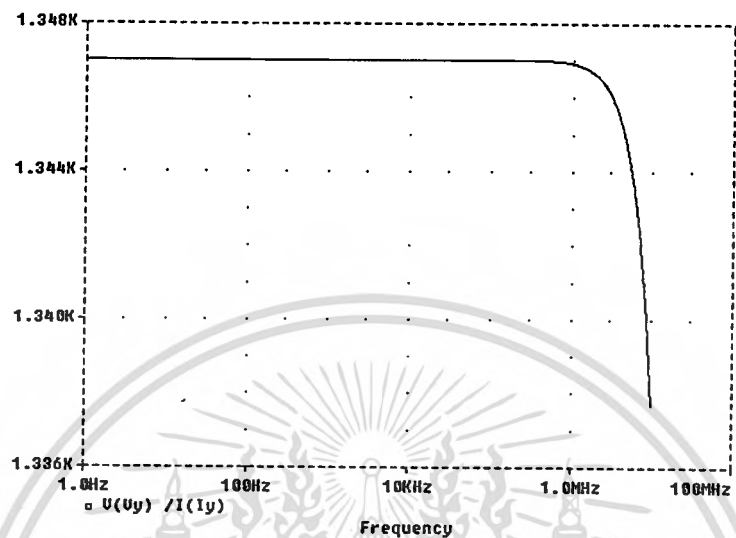
ในขั้นตอนของการหาค่าความต้านทานขาเข้าและความต้านทานขาออกของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดบวก (CCCII+) นั้น เป็นการวัดค่าจากอุปกรณ์แบบแอกทิฟ จึงต้องกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันต่าง ๆ ทำการลัดวงจร พร้อมกับกำหนดขั้วต่าง ๆ ให้เป็นโหนด เพื่อสะดวกในการทดลอง แล้วจึงทำการทดลองวัดค่าอิมพีแดนซ์หรือค่าความต้านทานที่โหนดนั้น ๆ

ในส่วนของการทดลองหาค่าความต้านทานขาเข้าของวงจร CCCII+ นั้นพบว่า ที่ขั้ว x มีค่าความต้านทานประมาณ 0.99kΩ ซึ่งมีค่าค่อนข้างน้อย ดังรูปที่ 4.13



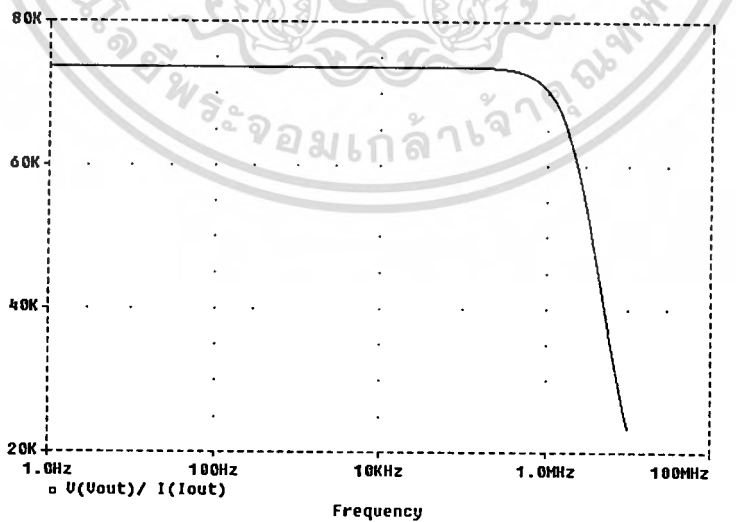
รูปที่ 4.13 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรโดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ทางด้านขั้ว x ของวงจร CCCII+

ในส่วนของการทดลองหาค่าความต้านทานขาเข้าของวงจร CCCII+ นั้นพบว่า ที่ขั้ว y มีค่าความต้านทานประมาณ $1.347\text{ k}\Omega$ ซึ่งมีค่าค่อนข้างมาก ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 ผลการทดลองการเขียนแบบการทำงานของวงจร โดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ทางด้านขั้ว y ของวงจร CCCII+

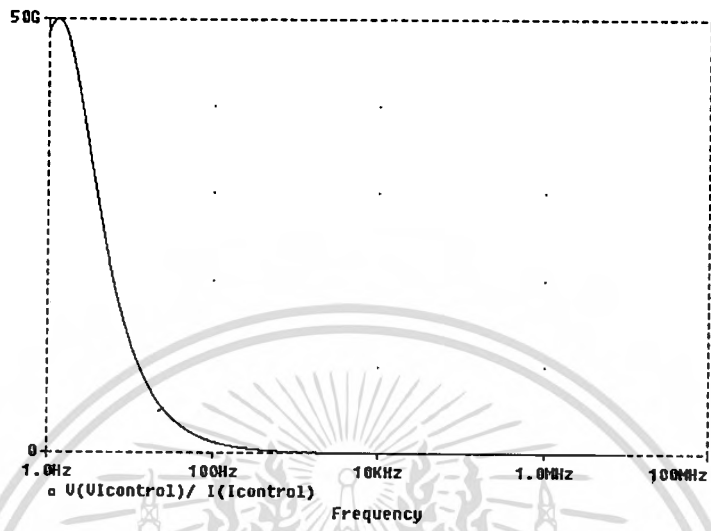
ในส่วนของการทดลองหาค่าความต้านทานขาออกของวงจร CCCII+ นั้นพบว่า ที่ขั้ว z มีค่าความต้านทานประมาณ $73.54\text{ k}\Omega$ ซึ่งมีค่าค่อนข้างสูง ดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 ผลการทดลองการเขียนแบบการทำงานของวงจร โดยการหาค่าความต้านทานขาออกที่ทางด้านขั้ว z ของวงจร CCCII+

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

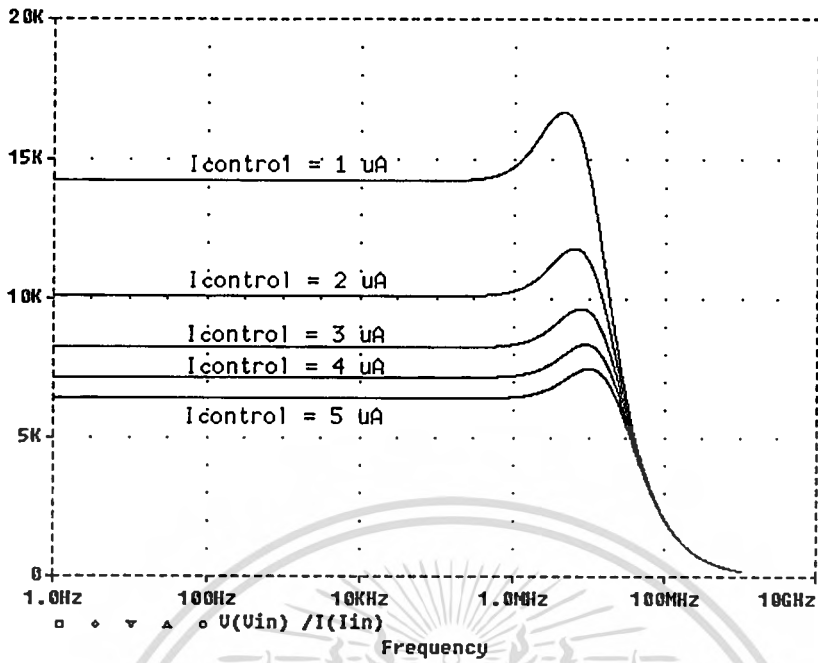
ในส่วนของการทดลองหาค่าความต้านทานขาเข้าของวงจร CCCII+ นั้นพบว่า ที่ส่วนของ $I_{control}$ มีค่าความต้านทานประมาณ 50 GΩ ซึ่งมีค่าค่อนข้างสูงมาก ดังรูปที่ 4.16



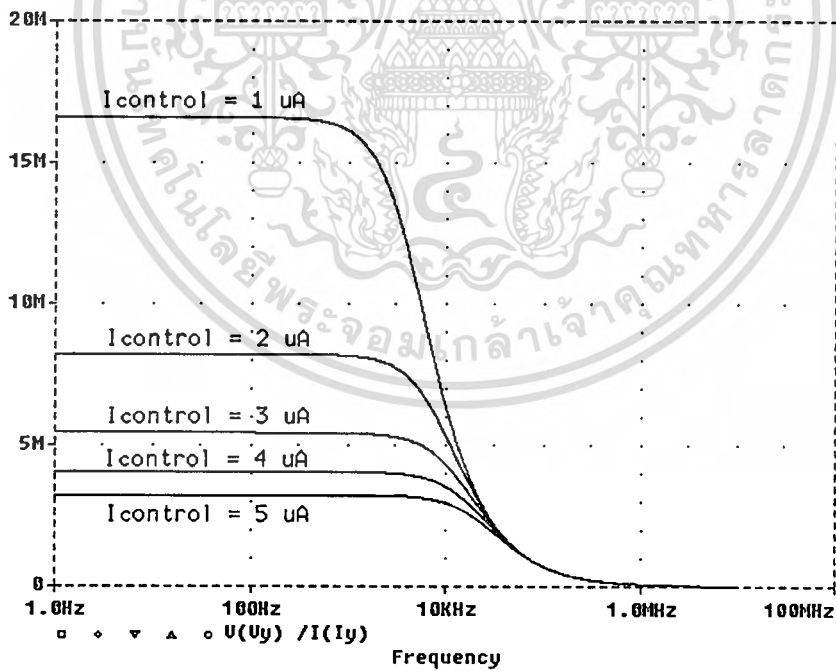
รูปที่ 4.16 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจร โดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ ส่วนของ $I_{control}$ ของวงจร CCCII+

4.3.1.5 การทดลองหาค่าความต้านทานขาเข้าและขาออกของวงจร CCCII+ เมื่อ $I_{control}$ มีการเปลี่ยนแปลง

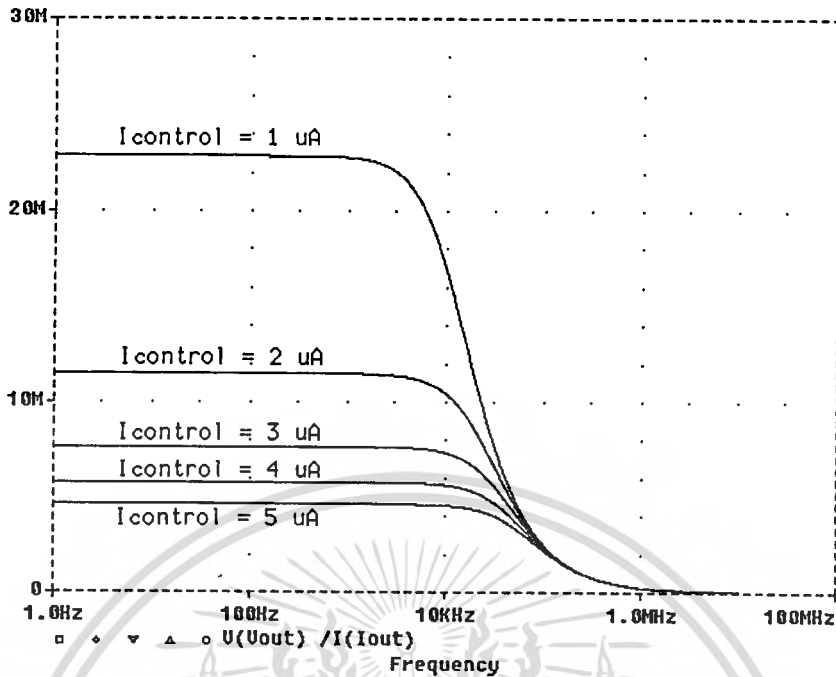
ในขั้นตอนของการหาค่าความต้านทานขาเข้าและความต้านทานขาออกของวงจรสายพาน กระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสซิคบวก (CCCII+) เมื่อ $I_{control}$ มีการเปลี่ยนแปลงค่านั้น ใน ขั้นตอนของการทดลองจะกำหนดวิธีการทดลองคล้ายคลึงกับการทดลองในหัวข้อที่ 4.3.1.4 แต่ใน หัวข้อนี้จะกำหนดให้ส่วนของ $I_{control}$ มีการเปลี่ยนแปลง คือ ได้กำหนดค่าไว้ 5 ค่าด้วยกันดังนี้ 1μA, 2μA, 3μA, 4μA และ 5μA ตามลำดับ โดยจะทำการวัดค่าความต้านทานที่ขั้วต่าง ๆ เนื่องจากในขั้นตอนของการออกแบบนั้นได้ทำการออกแบบโดยใช้หลักการของทรานส์ลีนียร์ จึงทำให้ถ้าขั้วใด เกิดการเปลี่ยนแปลงค่าของความต้านทานแล้ว ก็จะทำให้ขั้วอื่น ๆ เกิดการเปลี่ยนแปลงค่าของความต้านทานตามไปด้วย



รูปที่ 4.17 ผลการทดลองการเปลี่ยนแบบการทำงานของวงจร CCCII+ โดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ทางด้านขั้ว x เมื่อ $I_{control}$ เกิดการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 4.18 ผลการทดลองการเปลี่ยนแบบการทำงานของวงจร CCCII+ โดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ทางด้านขั้ว y เมื่อ $I_{control}$ เกิดการเปลี่ยนแปลง

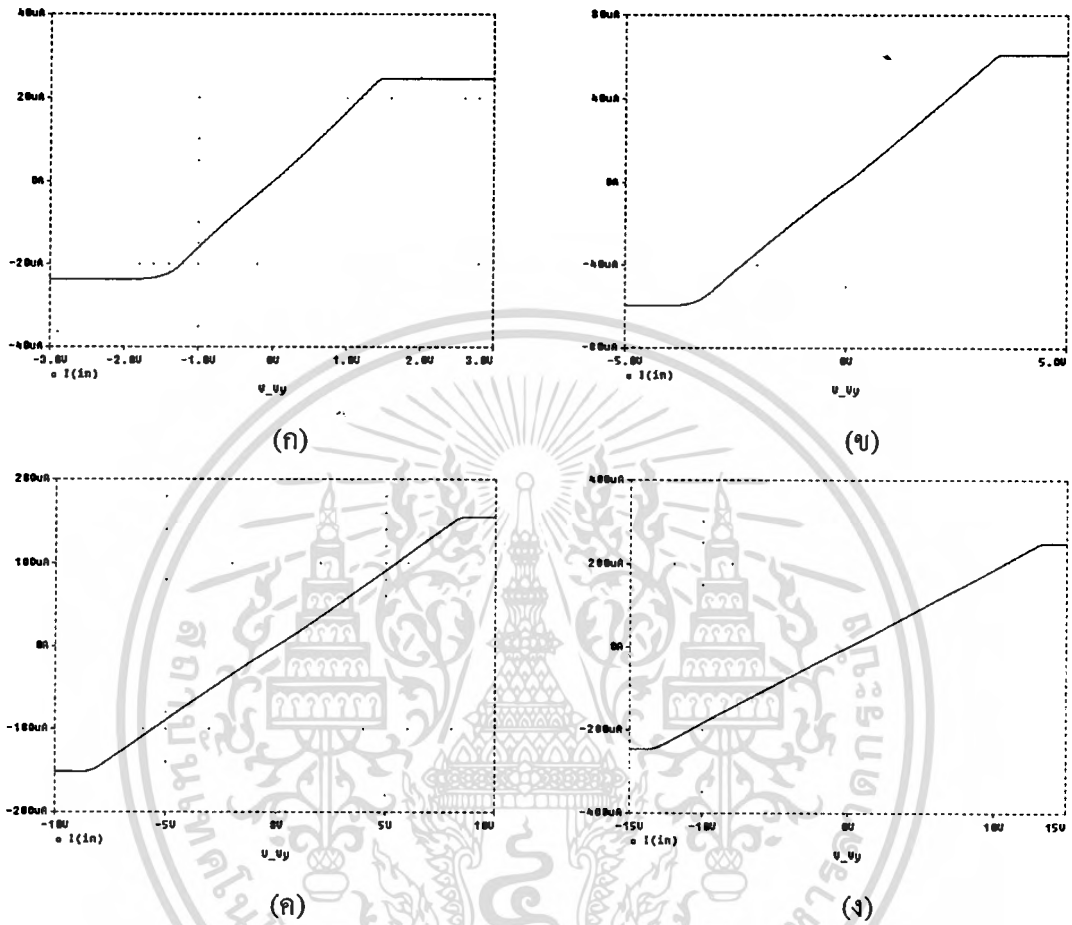


รูปที่ 4.19 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร CCCII+ โดยการหาค่าความต้านทานขาออกที่ทางด้านเข้า z เมื่อ $I_{control}$ เกิดการเปลี่ยนแปลง

4.3.2 การทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร CCCII- โดยโปรแกรม PSPICE

4.3.2.1 การทดลองการทำงานทั่วไปของวงจร CCCII-

ผลการทดลองโดยการเลียนแบบการทำงานของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสชนิดลบ (CCCII-) ด้วยโปรแกรม PSPICE นั้น จะทำการทดลองโดยเปลี่ยนแปลงค่าของความต้านทานที่ทางด้านขาเข้าและขาออก โดยเริ่มจาก $50k\Omega$, $75k\Omega$ และ $100k\Omega$ ตามลำดับ พร้อมทั้งทำการเปลี่ยนแปลงค่าของ V_y โดยเริ่มจาก -3.0 Volts จนกระทั่งค่าของ V_y มีค่าเป็น $+3.0$ Volts จากนั้นจึงทำการเปลี่ยนแปลงค่าของ V_y เป็น -5.0 ถึง 5.0 , -10.0 ถึง 10.0 และ -15.0 ถึง 15.0 Volts ตามค่าของ V_{DD} และ V_{SS} ที่ได้กำหนดไว้ข้างต้น ซึ่งค่าของ V_y ที่เพิ่มขึ้นจะทำการเพิ่มขึ้นทีละ 0.01 Volts โดยในส่วนของ $I_{control}$ จะกำหนดให้มีค่าคงที่น้อยๆ



รูปที่ 4.20 ผลการทดลองการเขียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร

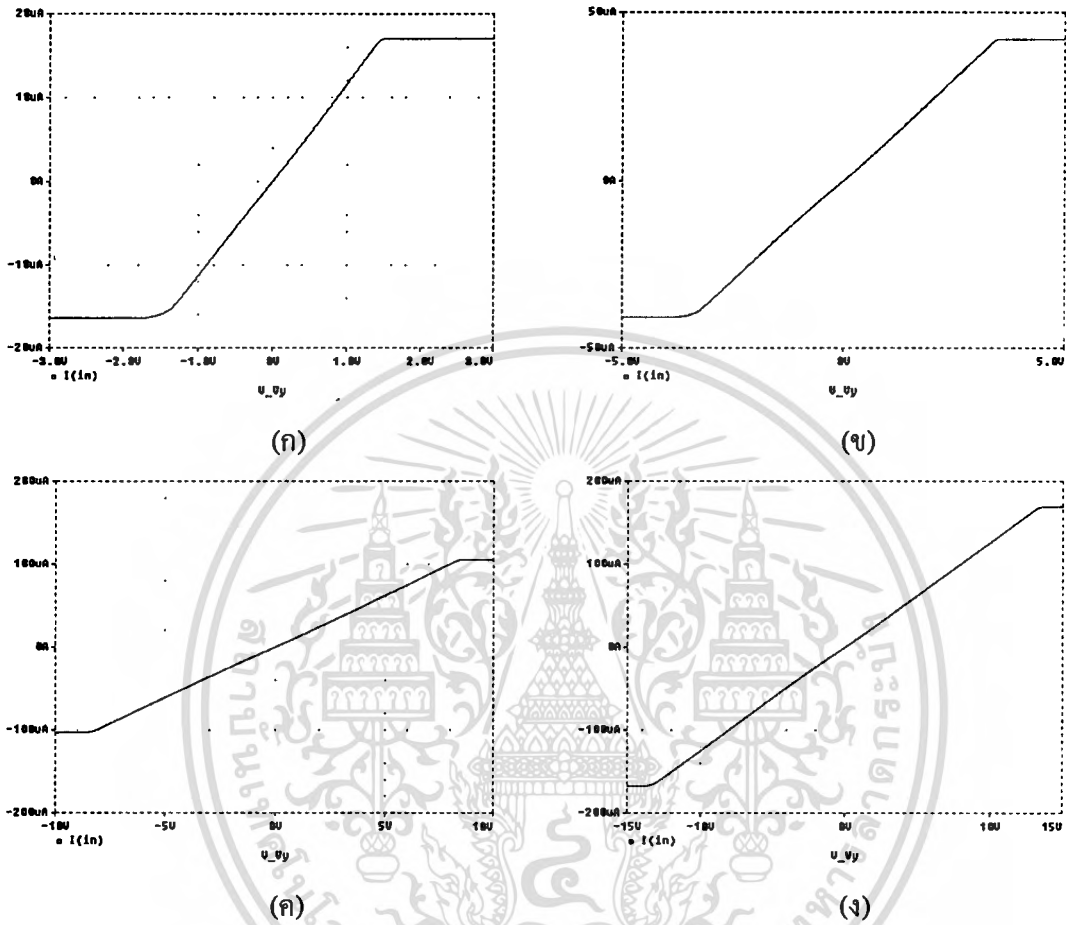
CCCII- ที่ตำแหน่ง $R_{in} = 50k\Omega$ หรือขั้ว x ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน

(ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts

(ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts

(ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts

(ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts



รูปที่ 4.21 ผลการทดลองการเปลี่ยนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร

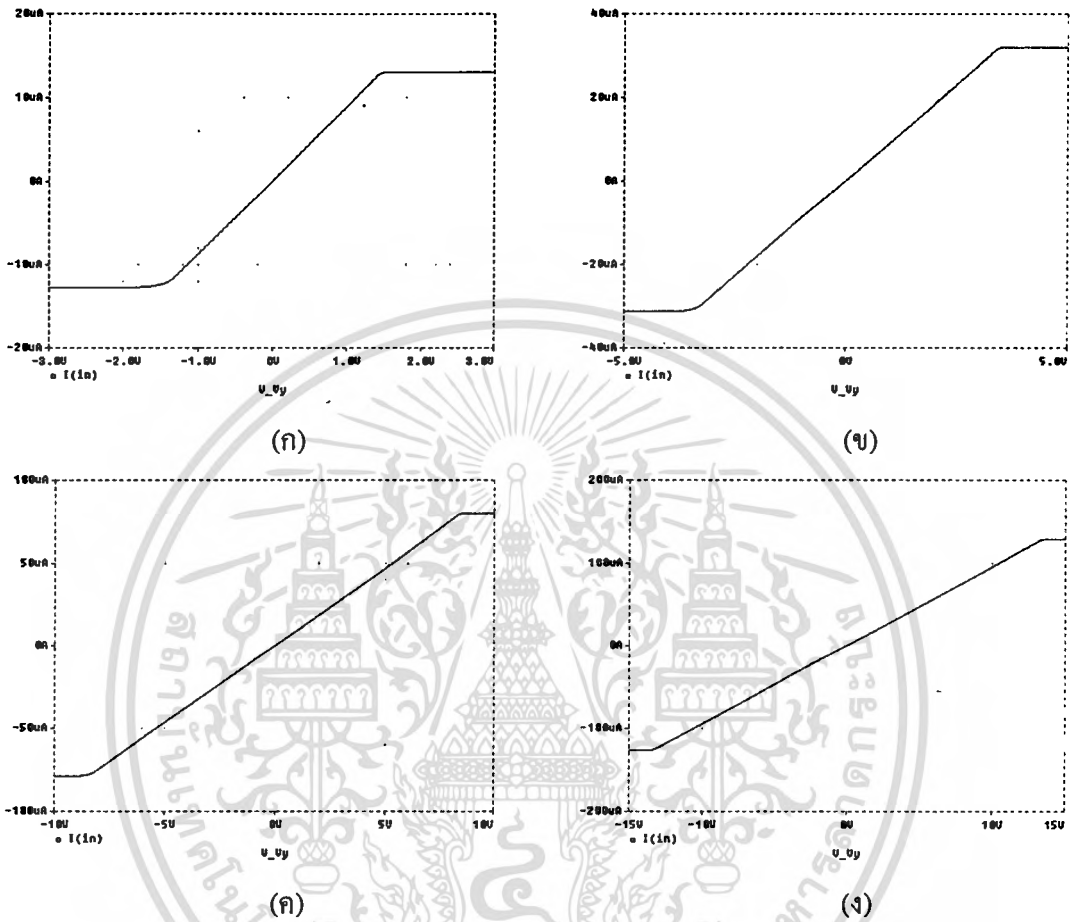
CCCII- ที่ตำแหน่ง $R_{in} = 75k\Omega$ หรือขั้ว x ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน

(ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts

(ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts

(ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts

(ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts



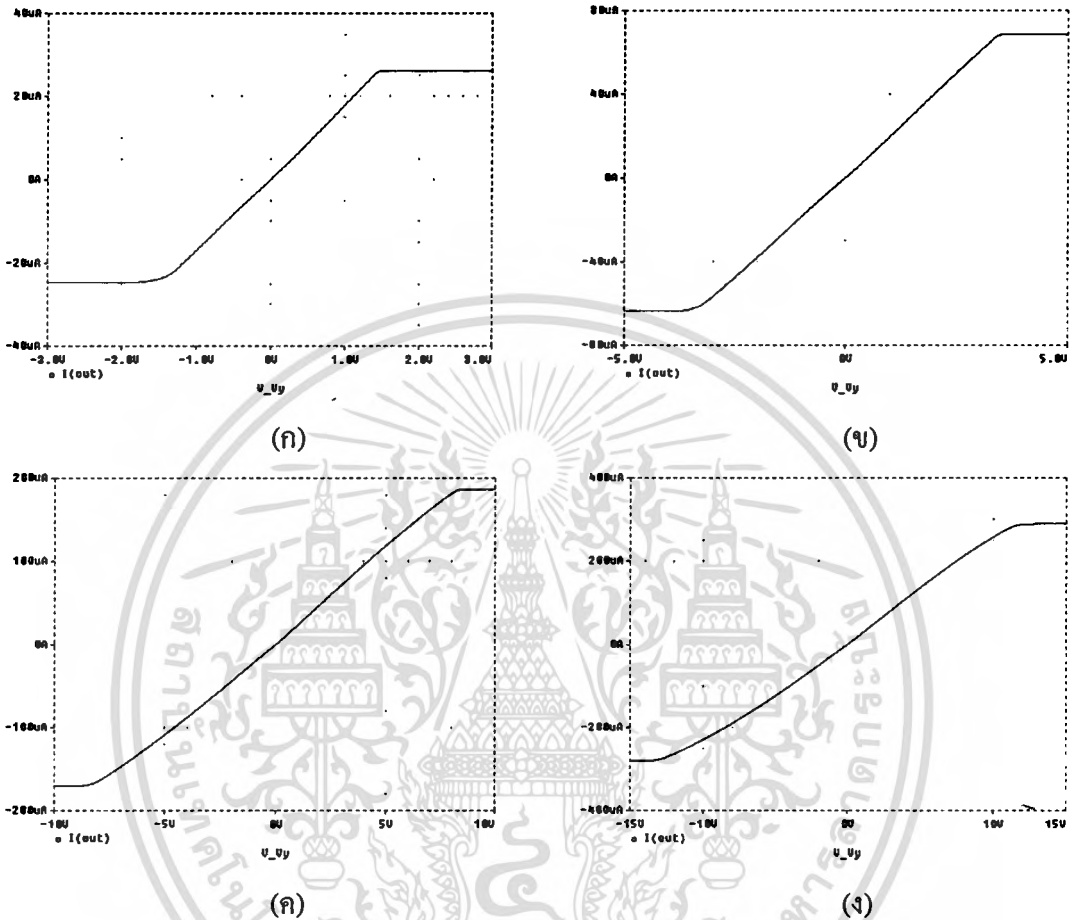
รูปที่ 4.22 ผลการทดลองการเปลี่ยนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII- ที่ตำแหน่ง $R_{in} = 100k\Omega$ หรือขั้ว x ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน

(ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts

(ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts

(ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts

(ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts



รูปที่ 4.23 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร

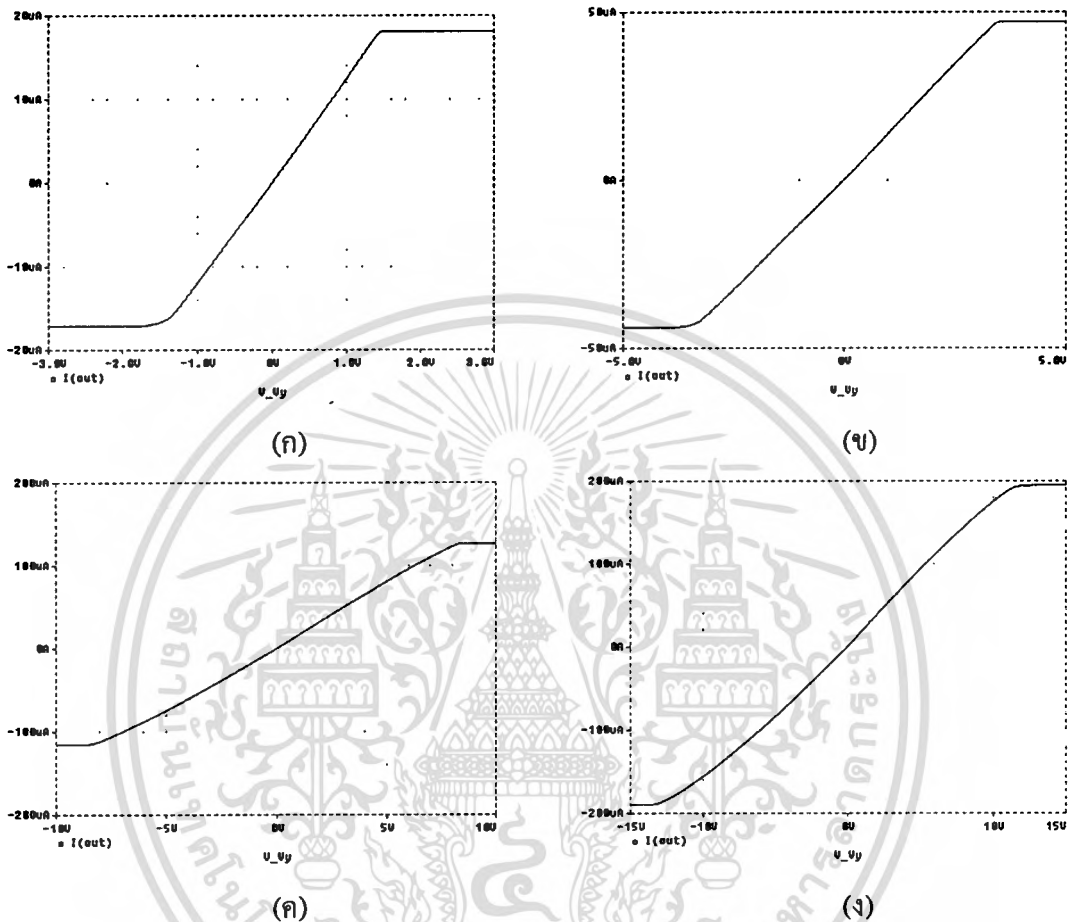
CCCII- ที่ตำแหน่ง $R_{out} = 50k\Omega$ หรือขั้ว z ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน

(ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts

(ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts

(ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts

(ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts



รูปที่ 4.24 ผลการทดลองการเขียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร

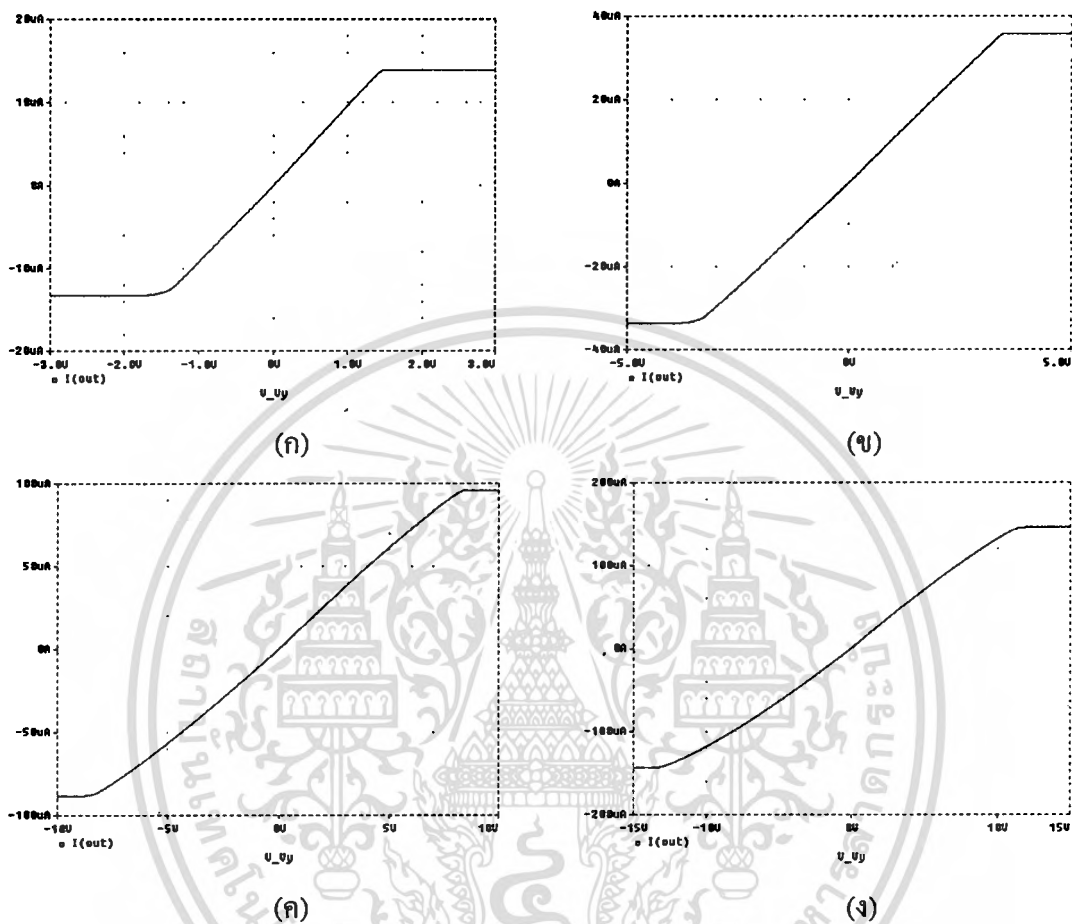
CCCII- ที่ตำแหน่ง $R_{out} = 75k\Omega$ หรือขั้ว z ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน

(ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts

(ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts

(ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts

(ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts



รูปที่ 4.25 ผลการทดลองการเปลี่ยนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร

CCCII- ที่ตำแหน่ง $R_{out} = 100k\Omega$ หรือขั้ว z ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน

(ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts

(ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts

(ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts

(ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts

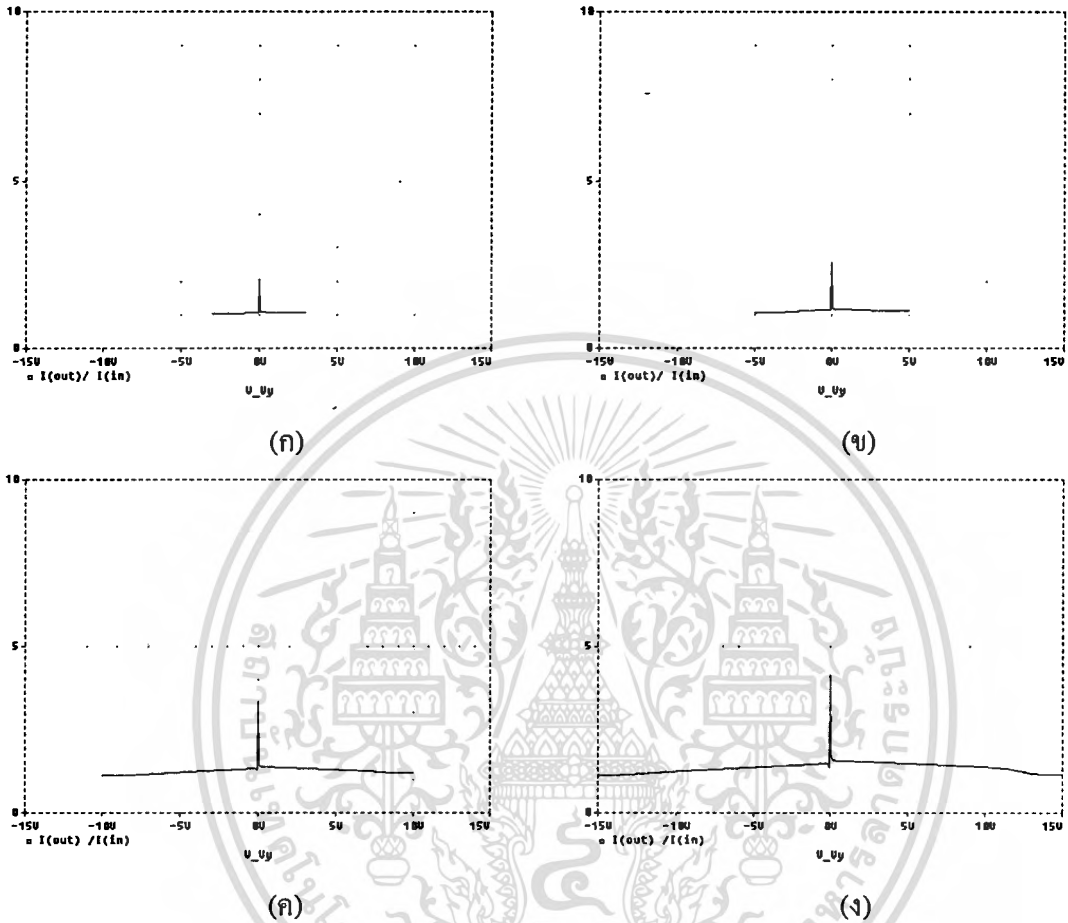
จากการทดลองการทำงานทั่วไปของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส
ชนิดลบ (CCCH-) ที่ได้ทำการออกแบบนั้น โดยการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดย
ใช้โปรแกรม PSPICE นั้น ได้ให้ลักษณะของผลการทดลอง คือ

1. เมื่อทำการเพื่อกำ V_{DD} และลดค่า V_{SS} (ไฟเลี้ยงของวงจร) พร้อม ๆ กัน จะทำให้ช่วงของ
พลวัต (Dynamic Range) ของวงจรกว้างขึ้น รวมทั้งค่าของกระแสทางด้านขาเข้า (I_X)
และขาออก (I_Y) มีค่าเพิ่มขึ้น
2. เมื่อทำการเพิ่มค่าของความต้านทานทางด้านขาเข้า (R_{in}) และขาออก (R_{out}) ทำให้ค่า
ของกระแสทางด้านขาเข้า (I_X) และขาออก (I_Y) มีค่าลดลงโดยที่ช่วงของพลวัต
(Dynamic Range) ยังคงมีค่าเท่าเดิมในทุกค่าของ V_{DD} และ V_{SS}

4.3.2.2 การทดลองหาค่าของการโอนย้าย (Transfer Characteristic) ของวงจร

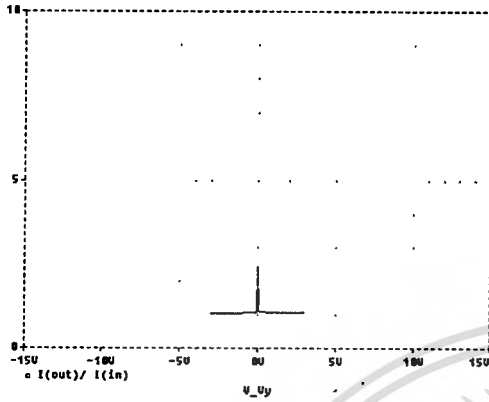
CCCH-

จากการทดลองการทำงานทั่วไปของวงจรพบว่าค่าของกระแสทางด้านขาเข้าเมื่อเทียบกับ
ทางด้านขาออกมีค่าเกือบจะตรงกันข้าม นั่นคือค่าของกระแสทางด้านขาออก (I_Y) มีค่าเป็น -1 เท่า
เมื่อเทียบกับกระแสทางด้านขาเข้า (I_X) ดังจะเห็นได้จากรูปแสดงผลการทดลองการเลียนแบบการ
ทำงานของวงจรโดยการหาการ โอนย้าย (Transfer Characteristic) ของกระแสทางด้านขาออก (I_Y)
เทียบกับกระแสทางด้านขาเข้า (I_X) โดยในขั้นตอนของการทดลองจะทำการเปลี่ยนแปลงค่าความ
ต้านทานทางด้านขาเข้า (R_{in}) และขาออก (R_{out}) โดยเริ่มจาก 50k Ω , 75k Ω และ 100k Ω ตามลำดับที่
ทุกคู่ของ V_{DD} และ V_{SS}

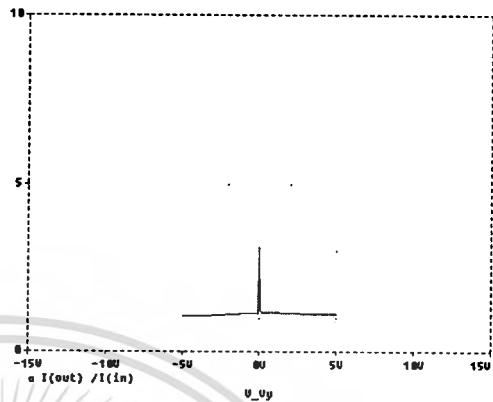


รูปที่ 4.26 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII- เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 50k\Omega$ ที่ค่าของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน เพื่อหาค่าการโอนย้าย (Transfer Characteristic)

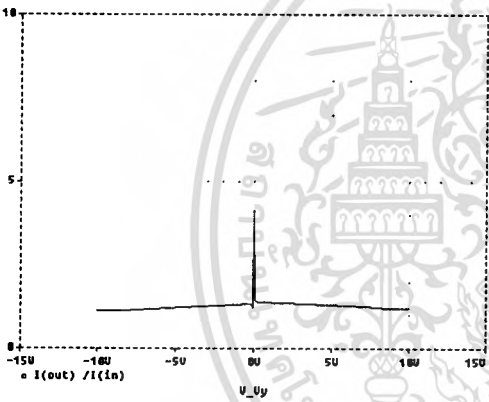
- (ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts
- (ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts
- (ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts
- (ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts



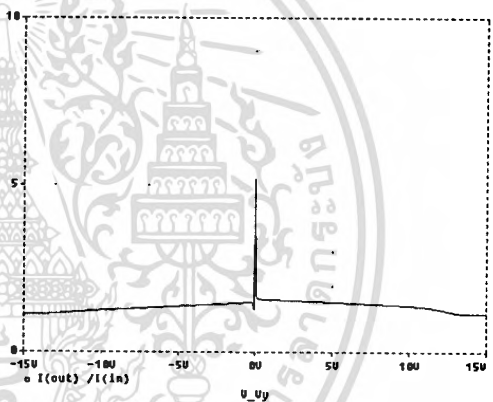
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

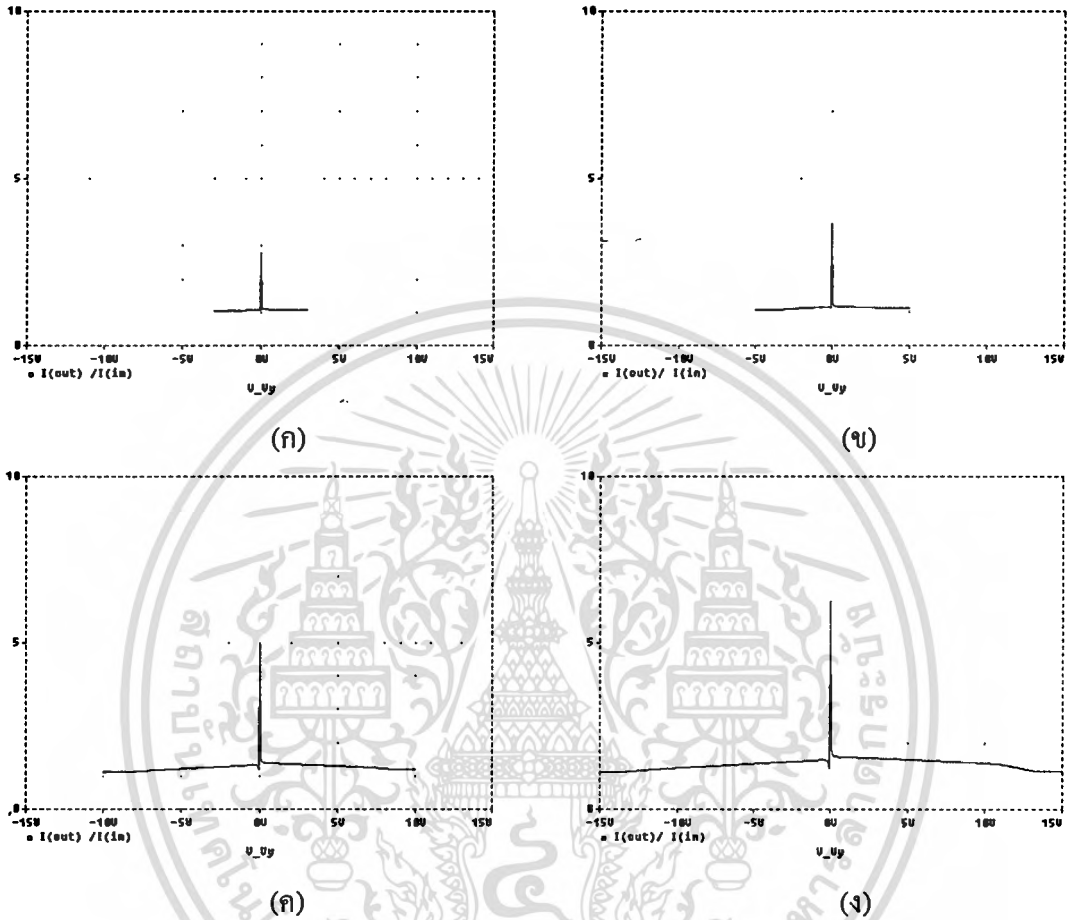
รูปที่ 4.27 ผลการทดลองการเขียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII- เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 75k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน เพื่อหาค่าการโอนย้าย (Transfer Characteristic)

(ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts

(ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts

(ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts

(ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts



รูปที่ 4.28 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจร CCCII- เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 100k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน เพื่อหาค่าการโอนย้าย (Transfer Characteristic)

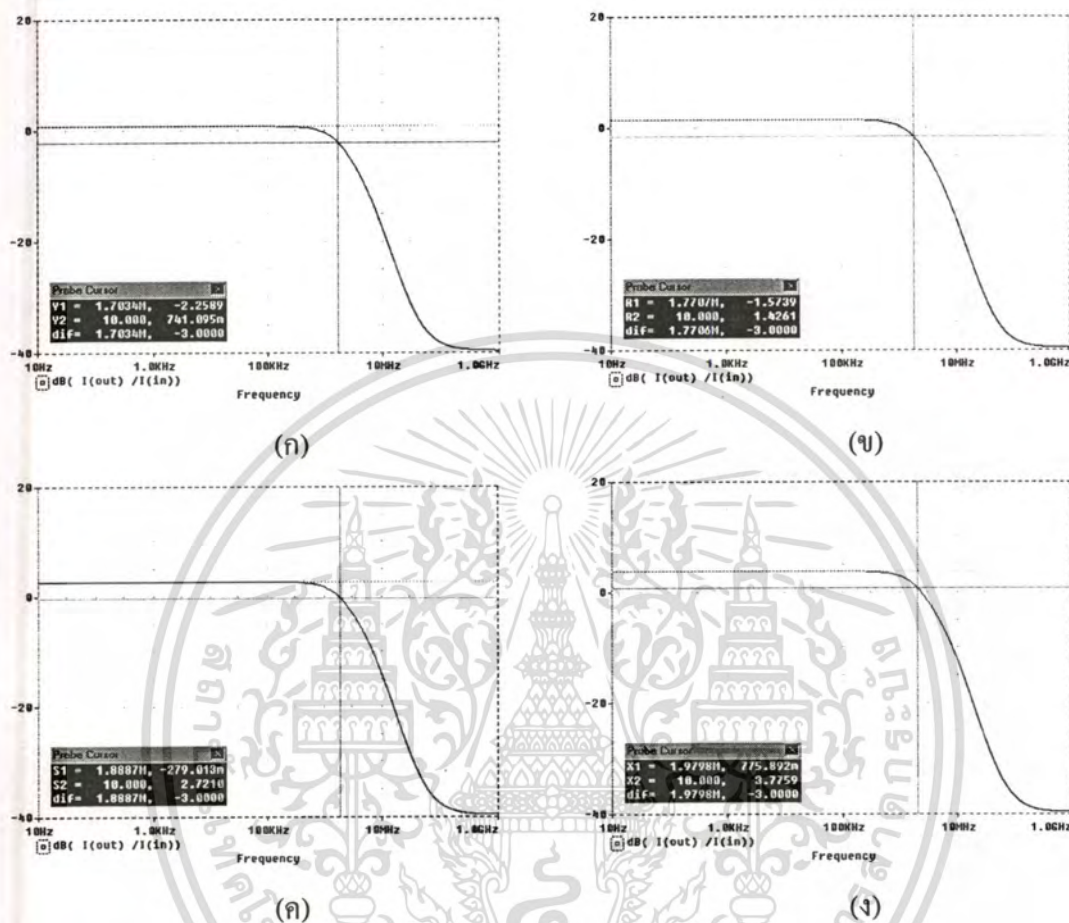
- (ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts
- (ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts
- (ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts
- (ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts

จากการทดลองเพื่อหาค่าของการโอนย้าย (Transfer Characteristic) ของวงจรสายพาน กระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดลบ (CCCL-) นั้น พบว่าที่ทุกคู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ไม่ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานทางด้านขาเข้า (R_{in}) และขาออก (R_{out}) เพิ่มขึ้นหรือลดลงก็ไม่ มีผลต่อการทำงานของวงจรมันคือวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดลบ (CCCL-) ที่ได้ทำการออกแบบยังคงค่าของการโอนย้าย (Transfer Characteristic) = -1 เหมือนกัน

4.3.2.3 การทดลองหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ (Frequency Response) ของ

วงจร CCCL-

เพื่อต้องการทราบถึงค่าความถี่ที่วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดลบ (CCCL-) สามารถทำงานได้ จึงจำเป็นต้องทำการทดลองเพื่อหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ (Frequency Response) ซึ่งในขั้นตอนของการทดลองได้กำหนดให้แรงดันที่เป็นสัญญาณขาเข้าต่อ เข้ากับทางด้านขาเข้า y แล้วทำการวัดค่าของสัญญาณที่เกิดขึ้นทางด้านขาออก z เทียบกับขาเข้า x และจะทำการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานทางด้านขาเข้า (R_{in}) และขาออก (R_{out}) โดยเริ่มจาก 50k Ω , 75k Ω และ 100k Ω ตามลำดับที่ทุกคู่ของ V_{DD} และ V_{SS}



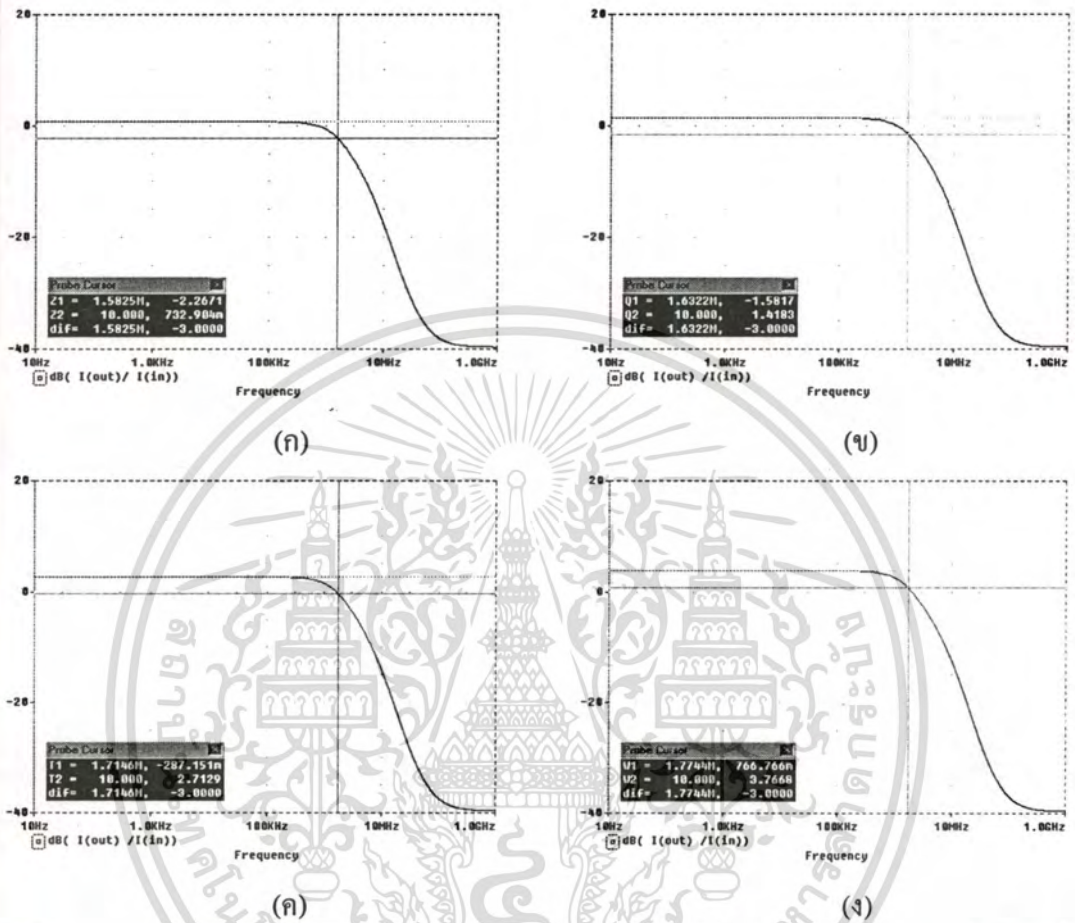
รูปที่ 4.29 ผลการทดลองการเลี่ยนแบบการทำงานของวงจร โดยการหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ของวงจร CCCII- เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 50 \text{ k}\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน

(ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts

(ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts

(ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts

(ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts



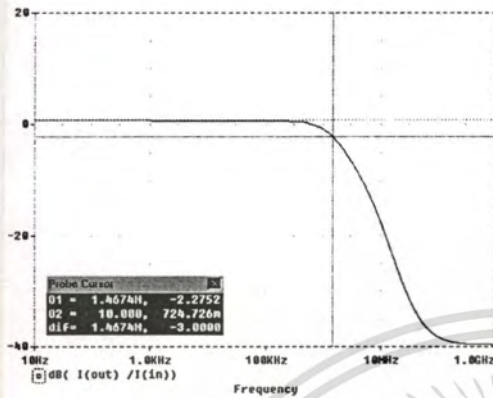
รูปที่ 4.30 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยการหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ของวงจร CCCII- เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 75k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน

(ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts

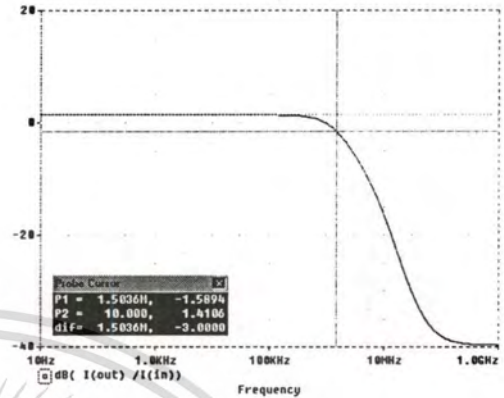
(ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts

(ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts

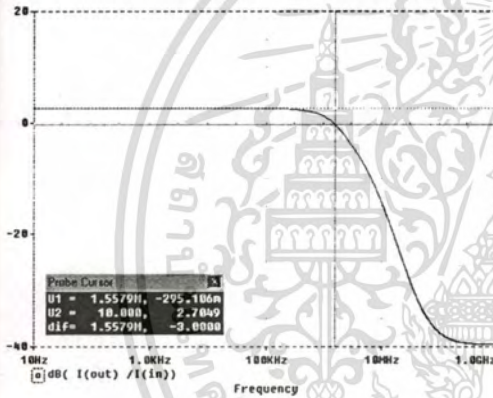
(ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts



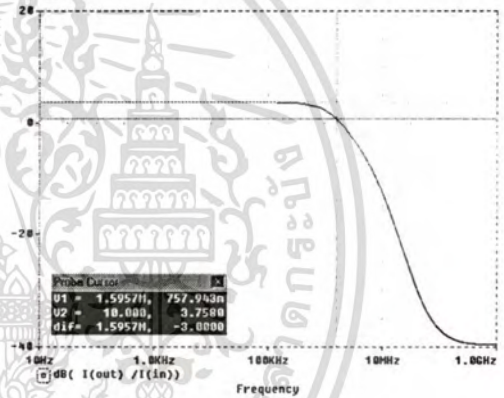
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 4.31 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยการหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ของวงจร CCCII- เมื่อ $R_{in} = R_{out} = 100k\Omega$ ที่คู่ของ V_{DD} และ V_{SS} ต่างกัน

- (ก) ที่ $V_{DD} = 3.0$ Volts และ $V_{SS} = -3.0$ Volts
- (ข) ที่ $V_{DD} = 5.0$ Volts และ $V_{SS} = -5.0$ Volts
- (ค) ที่ $V_{DD} = 10.0$ Volts และ $V_{SS} = -10.0$ Volts
- (ง) ที่ $V_{DD} = 15.0$ Volts และ $V_{SS} = -15.0$ Volts

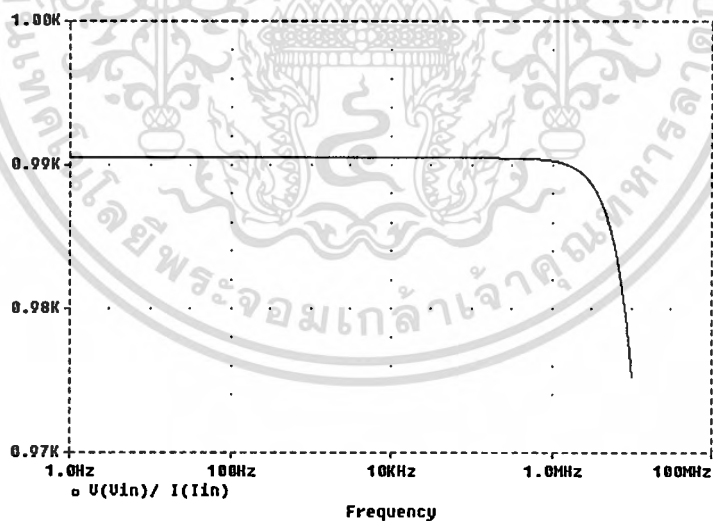
จากการทดลองเพื่อหาค่าการตอบสนองต่อความถี่ (Frequency Response) ของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสซนิกัล (CCCI-⁻) นั้นพบว่า

1. ที่ค่าความต้านทานทางด้านขาเข้า (R_{in}) และขาออก (R_{out}) เดียวกัน เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าของ V_{DD} และ V_{SS} จะทำให้วงจรสามารถทำงานในช่วงของความถี่ที่สูงขึ้น
2. ที่ค่าของ V_{DD} และ V_{SS} เดียวกันเมื่อเพิ่มค่าของความต้านทานทางด้านขาเข้า (R_{in}) และขาออก (R_{out}) จะทำให้วงจรมีช่วงของความถี่ที่สามารถทำงานได้ลดลง

4.3.2.4 การทดลองเพื่อหาค่าความต้านทานขาเข้าและขาออกของวงจร CCCII-

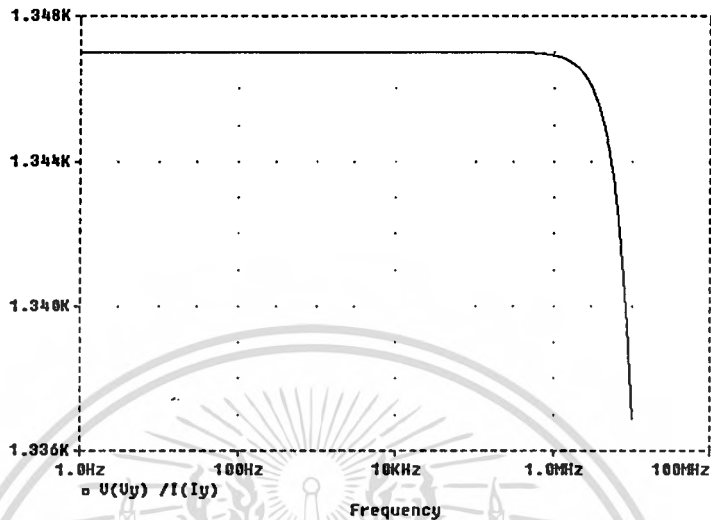
ในขั้นตอนของการหาค่าความต้านทานขาเข้าและความต้านทานขาออกของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสซนิกัล (CCCI-⁻) นั้น เป็นการวัดค่าจากอุปกรณ์แบบแอกทิฟ จึงต้องกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันต่าง ๆ ทำการลัดวงจร พร้อมกับกำหนดขั้วต่าง ๆ ให้เป็นโหนดเพื่อสะดวกในการทดลอง แล้วจึงทำการทดลองวัดค่าอิมพีแดนซ์หรือค่าความต้านทานที่โหนดนั้น ๆ

ในส่วนของการทดลองหาค่าความต้านทานขาเข้าของวงจร CCCII-⁻ นั้นพบว่า ที่ขั้ว x มีค่าความต้านทานประมาณ $0.99k\Omega$ ซึ่งมีค่าค่อนข้างน้อย ดังรูปที่ 4.29



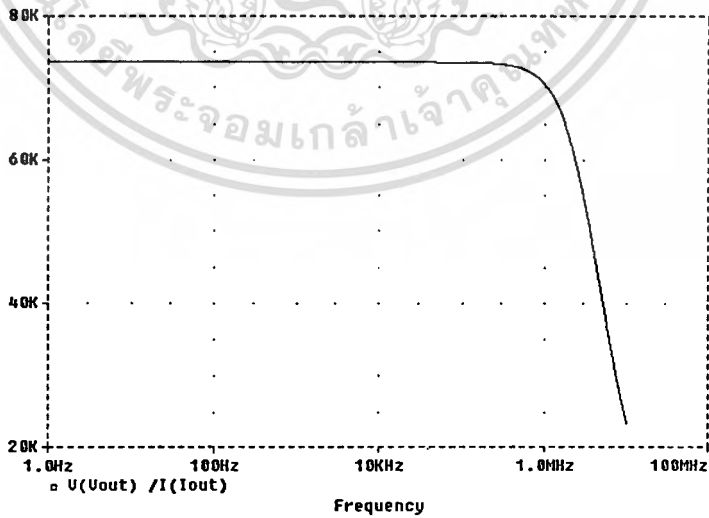
รูปที่ 4.32 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรโดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ทางด้านขั้ว x ของวงจร CCCII-

ในส่วนของการหาค่าความต้านทานขาเข้าของวงจร CCCII- นั้นพบว่า ที่ขั้ว y มีค่าความต้านทานประมาณ $1.347\text{ k}\Omega$ ซึ่งมีค่าค่อนข้างน้อย ดังรูป



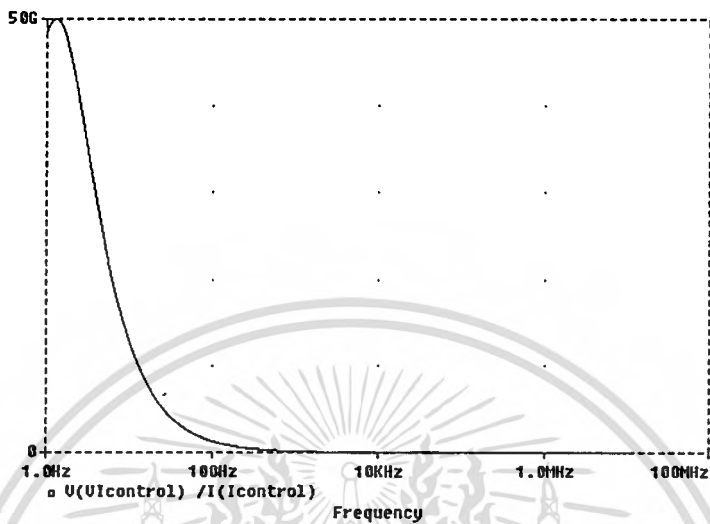
รูปที่ 4.33 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรโดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ทางด้านขั้ว y ของวงจร CCCII-

ในส่วนของการหาค่าความต้านทานขาออกของวงจร CCCII- นั้นพบว่า ที่ขั้ว z มีค่าความต้านทานประมาณ $73.54\text{ k}\Omega$ ซึ่งมีค่าค่อนข้างสูง ดังรูป



รูปที่ 4.34 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจร โดยการหาค่าความต้านทานขาออกที่ทางด้านขั้ว z ของวงจร CCCII-

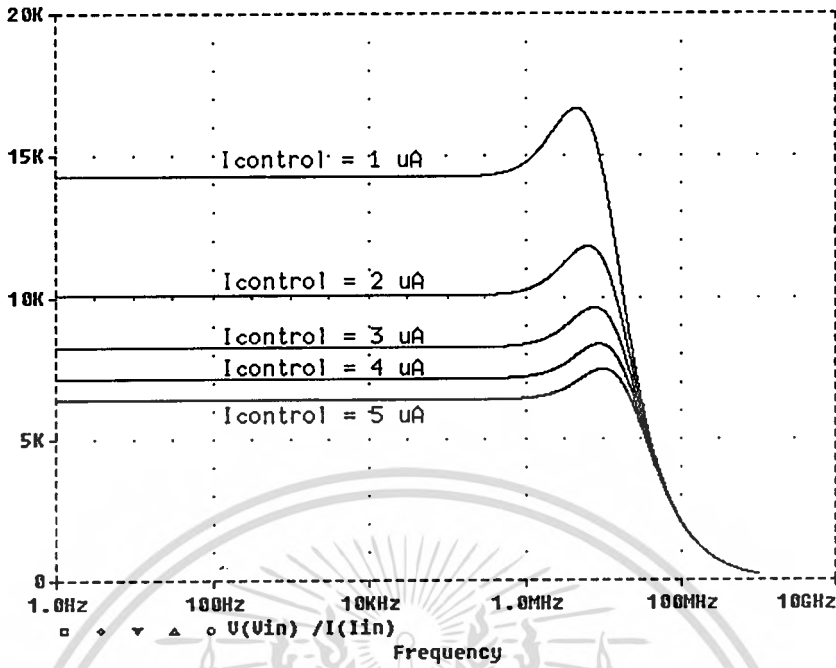
ในส่วนของการทดลองหาค่าความต้านทานขาเข้าของวงจร CCCII- นั้นพบว่า ที่ส่วนของ $I_{control}$ มีค่าความต้านทานประมาณ 50 GΩ ซึ่งมีค่าค่อนข้างสูงมาก ดังรูป



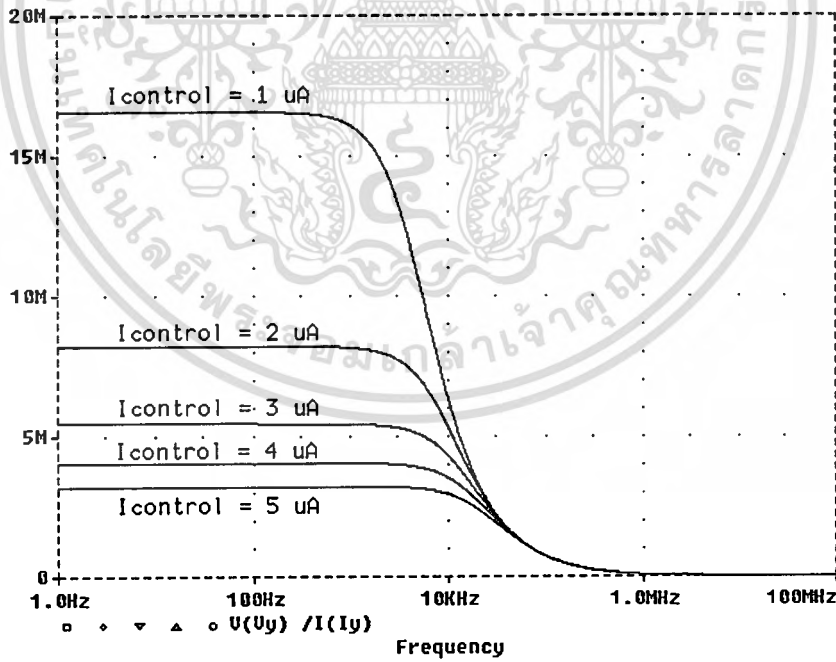
รูปที่ 4.35 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจร โดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ ส่วนของ $I_{control}$ ของวงจร CCCII-

4.3.2.5 การทดลองหาค่าความต้านทานขาเข้าและขาออกของวงจร CCCII- เมื่อ $I_{control}$ มีการเปลี่ยนแปลง

ในขั้นตอนของการหาค่าความต้านทานขาเข้าและความต้านทานขาออกของวงจรสายพาน กระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสซิกนัล (CCCII-) เมื่อ $I_{control}$ มีการเปลี่ยนแปลงค่านั้น ใน ขั้นตอนของการทดลองจะกำหนดวิธีการทดลองคล้ายคลึงกับการทดลองในหัวข้อที่ 4.3.2.4 แต่ใน หัวข้อนี้จะกำหนดให้ส่วนของ $I_{control}$ มีการเปลี่ยนแปลง คือ ได้กำหนดค่าไว้ 5 ค่าด้วยกันดังนี้ 1μA, 2μA, 3μA, 4μA และ 5μA ตามลำดับ โดยจะทำการวัดค่าความต้านทานที่ขั้วต่าง ๆ เนื่องจากในขั้นตอนของการออกแบบนั้น ได้ทำการออกแบบโดยใช้หลักการของทรานส์ลีนียร์ จึงทำให้ถ้าขั้วใด เกิดการเปลี่ยนแปลงค่าของความต้านทานแล้ว ก็จะทำให้ขั้วอื่น ๆ เกิดการเปลี่ยนแปลงค่าของความต้านทานตามไปด้วย

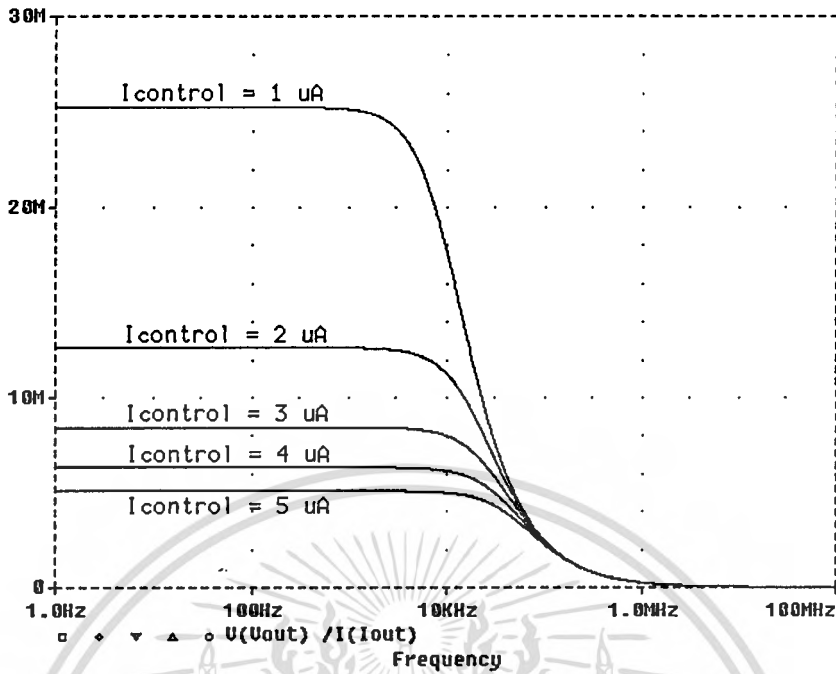


รูปที่ 4.36 ผลการทดลองการเขียนแบบการทำงานของวงจร CCCII- โดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ทางด้านขั้ว x เมื่อ $I_{control}$ เกิดการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 4.37 ผลการทดลองการเขียนแบบการทำงานของวงจร CCCII- โดยการหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ทางด้านขั้ว y เมื่อ $I_{control}$ เกิดการเปลี่ยนแปลง

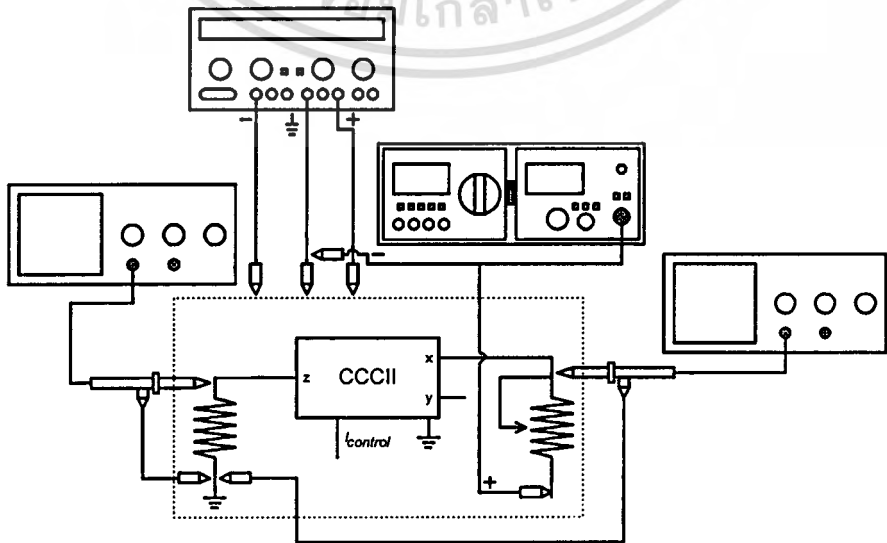
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.38 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร CCCII- โดยการหาค่าความต้านทานขาออกที่ทางด้านขั้ว z เมื่อ $I_{control}$ เกิดการเปลี่ยนแปลง

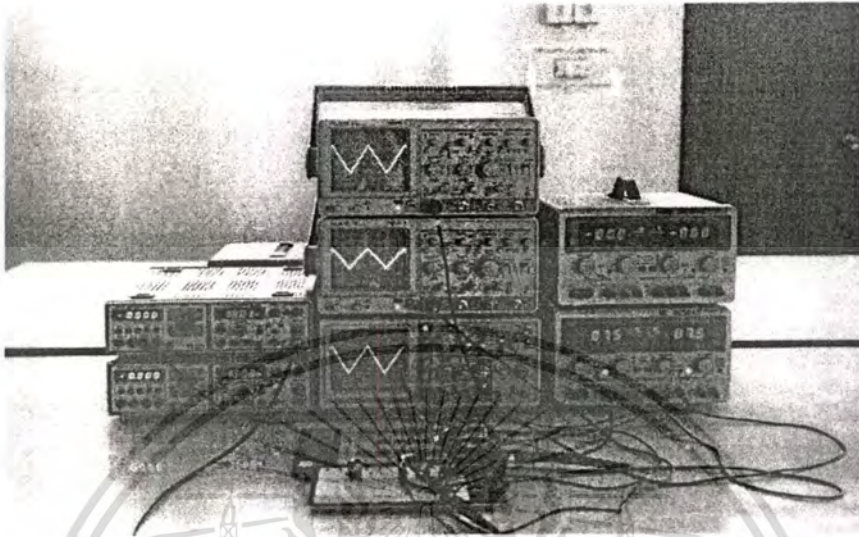
4.3.3 การทดลองการต่อวงจรจริงแบบคัสครีทลงบนโปรโตบอร์ด

ในส่วนของการต่อวงจรจริงแบบคัสครีทลงบนโปรโตบอร์ดนั้น จะเป็นการทดลองการทำงานของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสชนิดบวก (CCCII+) และชนิดลบ (CCCII-) ที่ได้ทำการออกแบบว่าสามารถทำงานได้เหมือนกับที่ได้ทำการทดลองจากการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE หรือไม่ ซึ่งลักษณะของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองจะเป็นดังรูปที่ 4.39



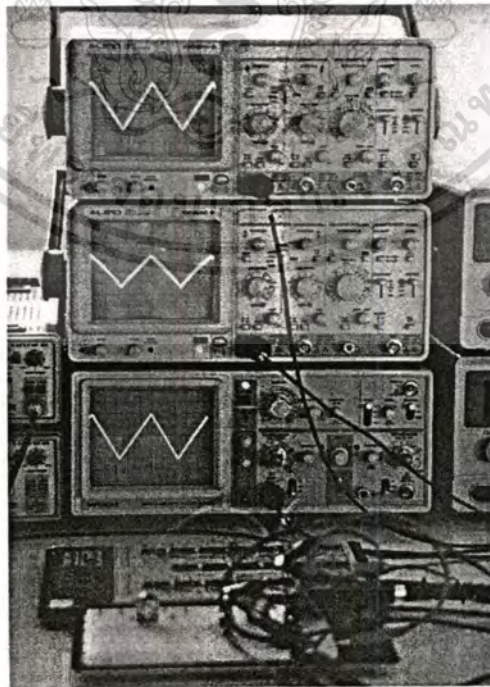
เอกสารรูปที่ 4.39 ลักษณะของการต่ออุปกรณ์ร่วมกับวงจร CCCII เพื่อทำการทดลองไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขั้นตอนแรกจะเป็นส่วนของการทดลองเพื่อหาค่าการโอนย้าย (Transfer Characteristic) ซึ่งลักษณะของอุปกรณ์จริงที่ใช้ในการทดลองจะเป็นดังรูปที่ 4.40



รูปที่ 4.40 ลักษณะของการต่ออุปกรณ์จริงเพื่อทดลองหาค่าการ โอนย้าย (Transfer Characteristic)

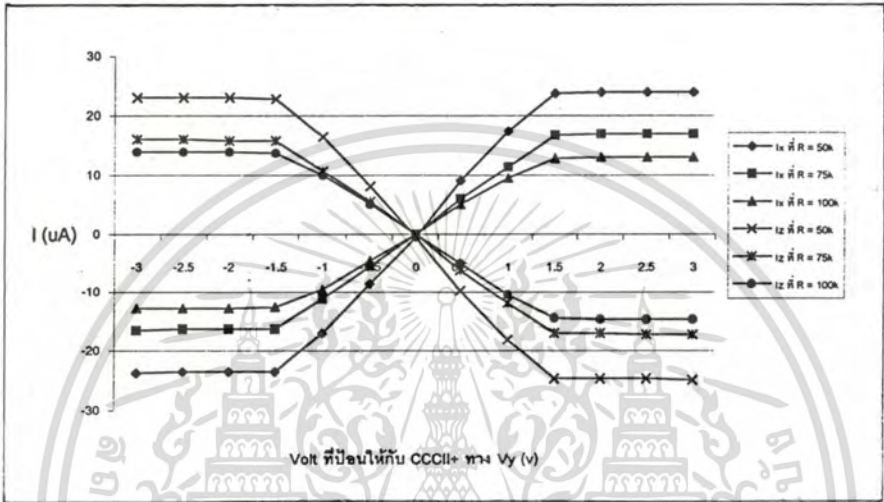
ในส่วนของผลการทดลองจึงได้ทำการขยายภาพเพื่อให้เห็นถึงค่าการ โอนย้ายของวงจร CCCII ดังรูปที่ 4.41 โดยสัญญาณที่แสดงจะเป็นสัญญาณทางค่านขาเข้า, Function Generator และ สัญญาณทางค่านขาออก จาก Oscilloscope ด้วยขนาดตามลำดับ



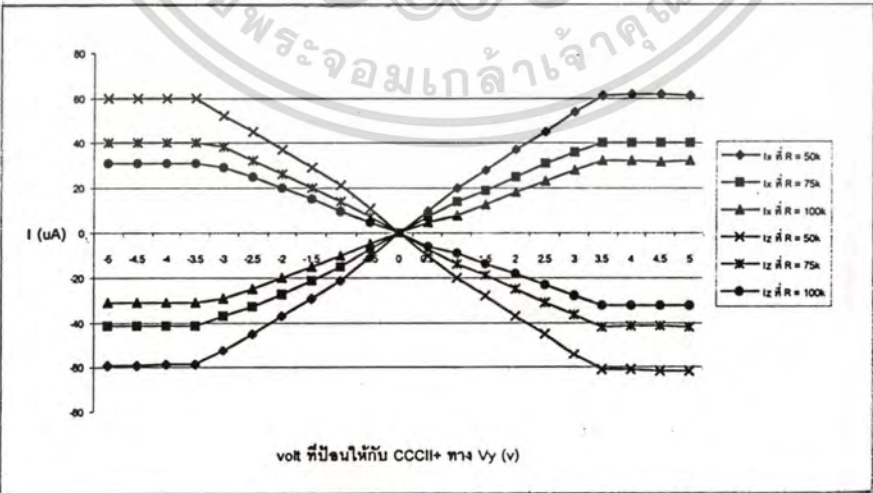
รูปที่ 4.41 ภาพขยายของผลการทดลองหาค่าการ โอนย้าย (Transfer Characteristic)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อที่จะทำการทดลองเจาะลึกถึงผลการทดลองลงไปในแต่ละค่าของสัญญาณทางด้านขาเข้า จึงได้ทำการเปลี่ยนแปลง แหล่งจ่ายสัญญาณทางด้านขาเข้าจาก Function Generator ไปเป็น Power Supply โดยได้ทำการทดลองทั้งวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดบวก (CCCII+) และชนิดลบ (CCCII-) ซึ่งผลการทดลองจะเป็นผลจากการเพิ่มค่าทางด้านขาเข้าที่ละ 0.5 Volts ที่ทุกคู่ของ V_{DD} และ V_{SS}

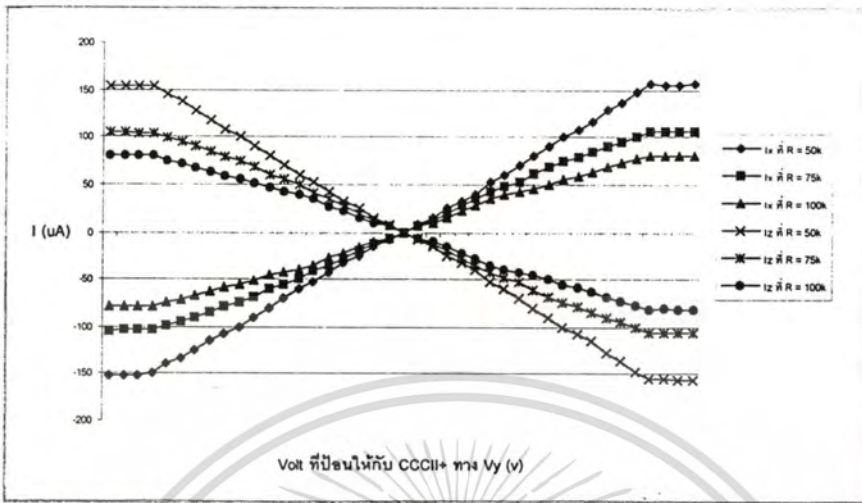


รูปที่ 4.42 ผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงแบบคัสครีทลงบนโพโตบอร์ดของวงจร CCCII+ เมื่อ $V_{DD} = 3$ Volts และ $V_{SS} = -3$ Volts ที่ความต้านทานทางด้านขาเข้าและขาออกต่างกัน

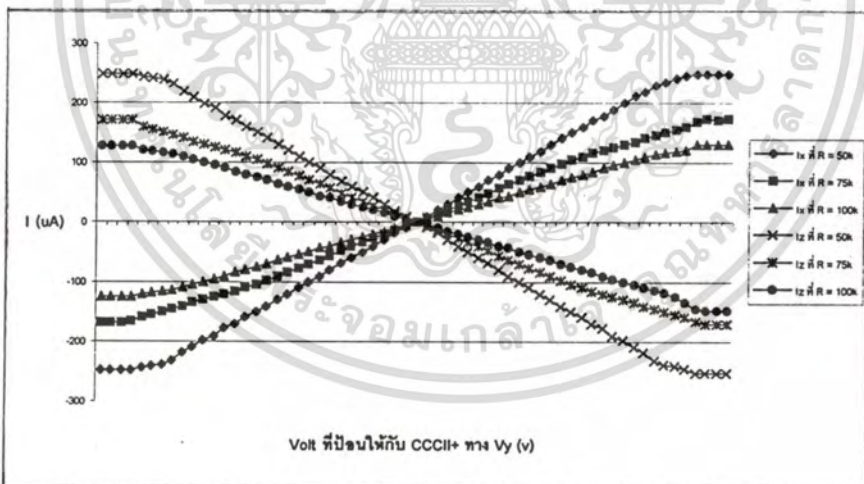


รูปที่ 4.43 ผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงแบบคัสครีทลงบนโพโตบอร์ดของวงจร CCCII+ เมื่อ $V_{DD} = 5$ Volts และ $V_{SS} = -5$ Volts ที่ความต้านทานทางด้านขาเข้าและขาออกต่าง

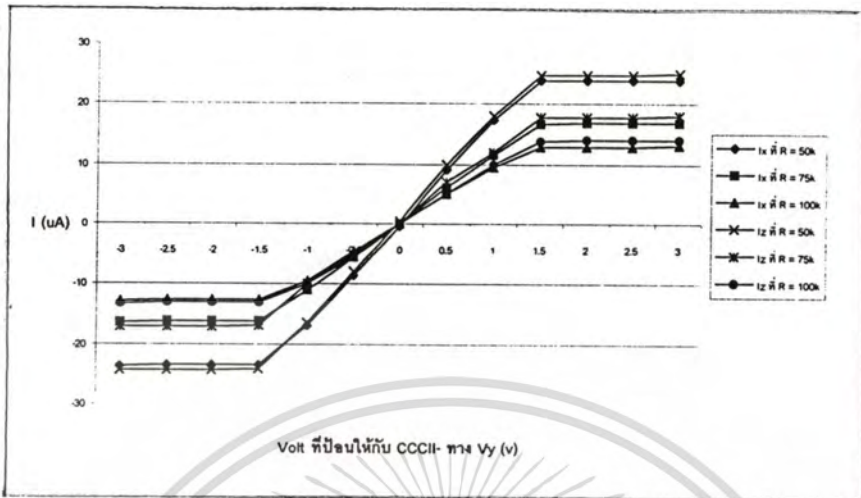
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



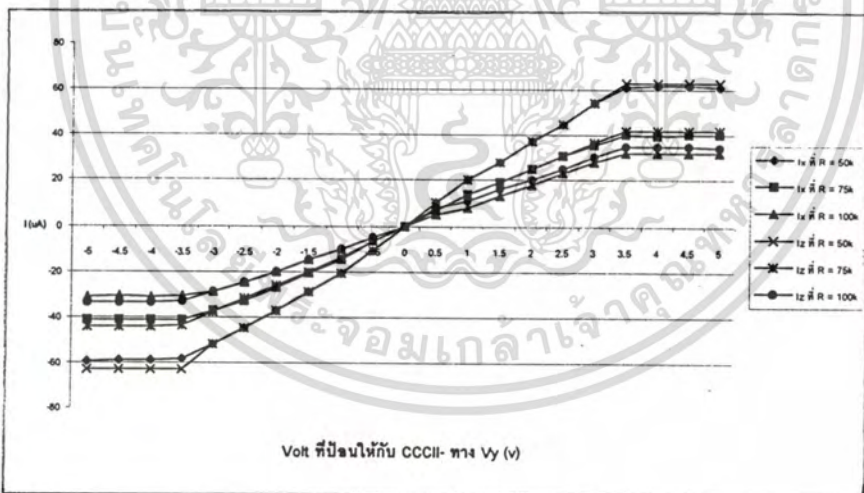
รูปที่ 4.44 ผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงแบบคัสครีทลงบนโพโรโตบอร์ดของวงจร CCCII+ เมื่อ $V_{DD} = 10$ Volts และ $V_{SS} = -10$ Volts ที่ความต้านทานทางด้านขาเข้าและขาออกต่างกัน



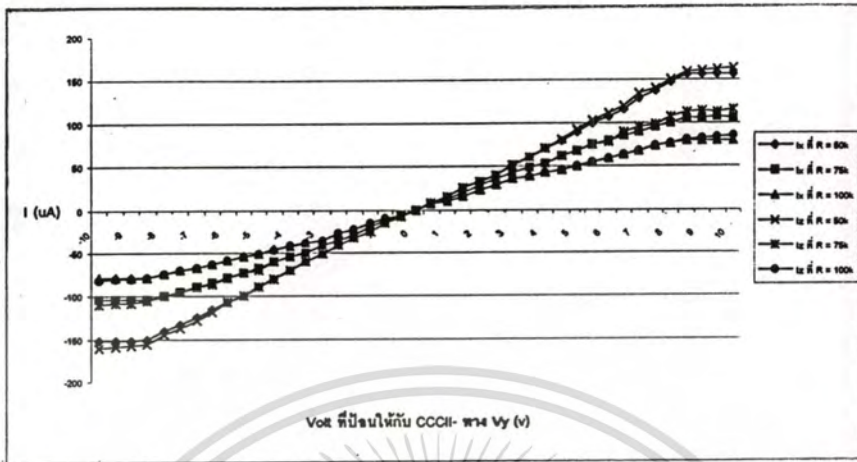
รูปที่ 4.45 ผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงแบบคัสครีทลงบนโพโรโตบอร์ดของวงจร CCCII+ เมื่อ $V_{DD} = 15$ Volts และ $V_{SS} = -15$ Volts ที่ความต้านทานทางด้านขาเข้าและขาออกต่างกัน



รูปที่ 4.46 ผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงแบบคัสครีทลงบนโพโตบอร์ดของวงจร CCCII- เมื่อ $V_{DD} = 3$ Volts และ $V_{SS} = -3$ Volts ที่ความต้านทานทางด้านขาเข้าและขาออกต่างกัน



รูปที่ 4.47 ผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงแบบคัสครีทลงบนโพโตบอร์ดของวงจร CCCII- เมื่อ $V_{DD} = 5$ Volts และ $V_{SS} = -5$ Volts ที่ความต้านทานทางด้านขาเข้าและขาออกต่างกัน



รูปที่ 4.48 ผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงแบบคัสครีทลงบนโพโตบอร์ดของวงจร CCCII- เมื่อ $V_{DD} = 10$ Volts และ $V_{SS} = -10$ Volts ที่ความต้านทานทางด้านขาเข้าและขาออกต่างกัน



รูปที่ 4.49 ผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงแบบคัสครีทลงบนโพโตบอร์ดของวงจร CCCII- เมื่อ $V_{DD} = 15$ Volts และ $V_{SS} = -15$ Volts ที่ความต้านทานทางด้านขาเข้าและขาออกต่างกัน

4.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึง การทดสอบคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสทั้งชนิดบวก (CCCII+) และชนิดลบ (CCCII-) ที่ได้ทำการเสนอหลักการและสร้างขึ้นมาใหม่ โดยได้กล่าวถึงวงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์และผลทดลอง ซึ่งในขั้นตอนของการทดลองจะประกอบไปด้วยและการทดลองโดยการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE และการทดลองโดยการต่อวงจรแบบดีสครีทลงบนอุปกรณ์โปรโตบอร์ด ซึ่งผลการทดลองและผลจากการวิเคราะห์และเลียนแบบการทำงานของวงจรเป็นการยืนยันว่าวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสทั้งชนิดบวก (CCCII+) และชนิดลบ (CCCII-) มีลักษณะของการทำงานเป็นไปตามทฤษฎี โดยเฉพาะในส่วนการทดลองหาผลการตอบสนองต่อความถี่ทั้งวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสทั้งชนิดบวก (CCCII+) และชนิดลบ (CCCII-) ได้ให้ผลการทดลองใกล้เคียงกับการทำงานของมอสเฟตตัวเดียว ๆ และในส่วนของกระแส $I_{control}$ นั้น พบว่าถ้ามีการเพิ่มค่าของ $I_{control}$ จะทำให้ค่าความต้านทานที่ขั้วต่างๆ มีค่าลดลง



บทที่ 5

วงจรคูณและหารสัญญาณที่ใช้วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสเป็นส่วนประกอบ

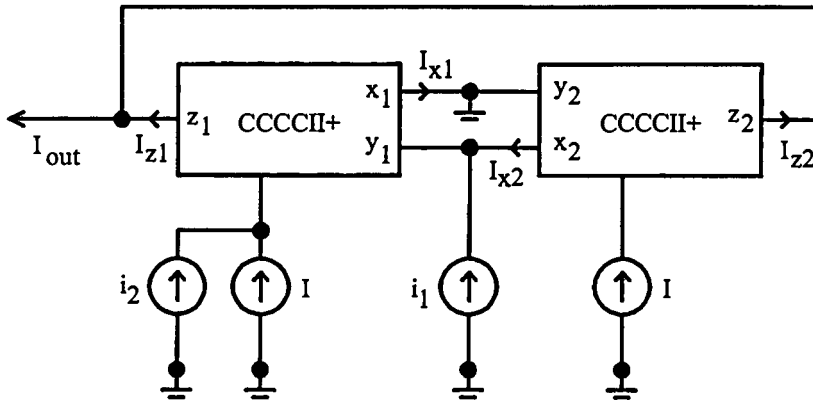
5.1 บทนำ

วงจรคูณและหารสัญญาณ เป็นอีกวงจรหนึ่งที่มีบทบาทสำคัญในงานด้านการประมวลผลสัญญาณที่มีการนำไปใช้งานกันอย่างแพร่หลายในระบบการสื่อสาร, ระบบการวัด, ระบบเครื่องมือวัด และระบบอิเล็กทรอนิกส์ จึงทำให้มีการนำเสนอวงจรคูณและหารสัญญาณขึ้นมามากมายอย่างค่อเนื่อง โดยในแต่ละวงจรมีรูปแบบและหลักการที่มาแตกต่างกัน เช่น มีการอาศัยหลักการและคุณสมบัติของวงจรอินทิเกรเตอร์, วงจรควอดแดรททิกทรานส์ลิเนียร์ และวงจรสายพานกระแสแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เป็นต้น แต่อย่างไรก็ตามไม่ว่าจะเป็นการนำหลักการใดมาทำการออกแบบวงจร ต่างก็มุ่งเน้นให้วงจรนั้นสามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงหรือใช้ไฟเลี้ยงวงจรที่ต่ำ โดยที่มีโครงสร้างของวงจรที่ไม่ยุ่งยาก

ในการนำวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสที่ได้ทำการออกแบบไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรคูณและหารสัญญาณนั้น เป็นการขอเสนอข้อเสียบางประการของวงจรคูณและหารสัญญาณที่เกิดจากการนำวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาใช้งาน เช่น ข้อเสียทางด้านอุณหภูมิ เป็นต้น

5.2 ที่มาของหลักการของวงจรคูณและหารสัญญาณโดยใช่วงจร CCCII

ในปี ค.ศ. 1998 MUHAMMAD TAHER ABUELMA'ATTI และ MUHAMMAD ALI AL-QAHTANI[14] ได้เสนอแนวความคิดของวงจรคูณและหารสัญญาณ (Multiplier/Divider Circuit) ดังรูปที่ 5.1 โดยนำวงจรสายพานกระแสยุคที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสชนิดบวก (CCCII+) 2 วงจรมาต่อกันแล้วทำการป้อนกลับจะทำให้วงจรนั้นสามารถทำงานในรูปแบบของวงจรคูณหรือวงจรหารได้ โดยไม่จำเป็นจะต้องใช้อุปกรณ์ชนิดอื่นอีก แต่ในการทดลองพบว่ายังคงมีปัญหาเกิดขึ้นในการทดลองบ้าง จึงจำเป็นต้องนำวงจรคูณและหารจากแนวความคิดของ MUHAMMAD TAHER ABUELMA'ATTI และ MUHAMMAD ALI AL-QAHTANI ไปพัฒนาขึ้นใหม่เพื่อให้เหมาะสมกับการใช้งานร่วมกับวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสที่ได้ทำการออกแบบไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

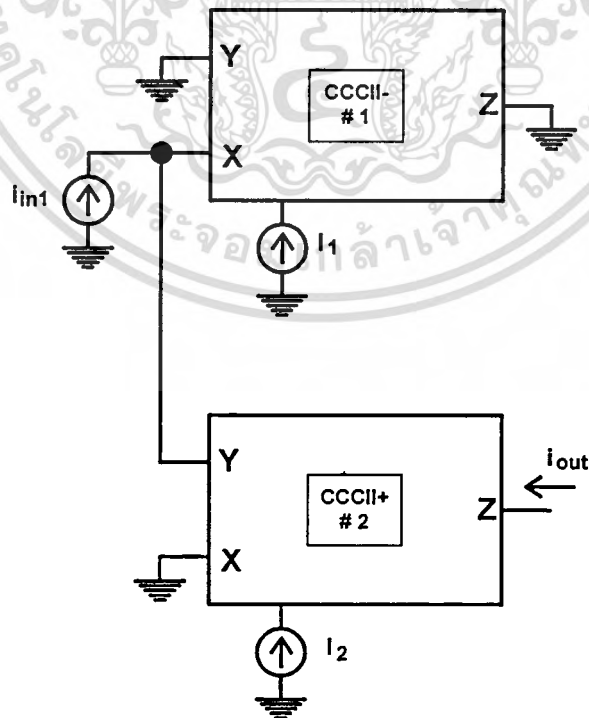


รูปที่ 5.1 แนวความคิดของวงจรคูณและหารสัญญาณที่เกิดจากการนำวงจร CCCII+ 2 วงจรมาต่อร่วมกัน

5.3 วงจรคูณและหารสัญญาณโดยใช้วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบชิมอส (CCCII) เป็นส่วนประกอบ

5.3.1 วงจรคูณและหารสัญญาณ 2 ควอดแดนต์

ในขั้นตอนของการการพัฒนางจรคูณและหารสัญญาณเพื่อให้สามารถนำเอาวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบชิมอสไปเป็นส่วนประกอบนั้น ได้นำเอาหลักการพื้นฐานของวงจรคูณและหารสัญญาณข้างต้นมาใช้เป็นแนวทางในการพัฒนา



รูปที่ 5.2 วงจรคูณและหารสัญญาณ 2 ควอดแดนต์ที่เกิดจากการพัฒนา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากเมตริกซ์ ในสมการที่ (3.5) และ (3.6) และรูปที่ 5.2 พบว่า

$$i_{z2} = i_{x2} \quad (5.1)$$

และจาก

$$i_{x2} = \frac{V_{y2}}{R_{x2}} \quad (5.2)$$

และ

$$i_{z2} = \frac{V_{y2}}{R_{x2}} \quad (5.3)$$

และเนื่องจาก

$$V_{y2} = V_{x1} = i_{in1} R_{x1} \quad (5.4)$$

แทนค่า (5.3) ลงใน (5.4) จะได้

$$i_{z2} = i_{in1} \frac{R_{x1}}{R_{x2}} \quad (5.5)$$

แทนค่า R_{x2} : 1, 2 และ (3.7) ลงใน (5.5) จะได้

$$i_{out} = i_{z2} = I_{in1} \frac{I_1}{I_2} \quad (5.6)$$

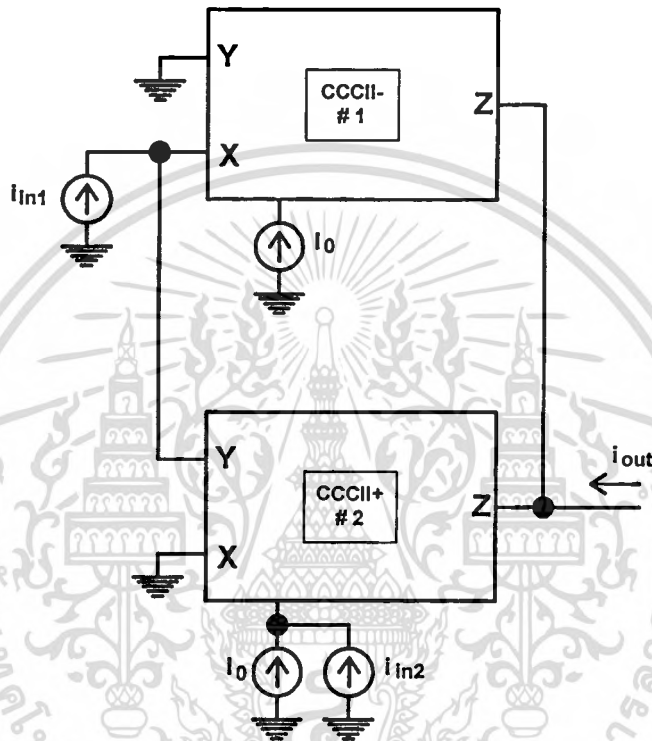
จากสมการที่ได้จะเป็นวงจรคุณและหารสัญญาณที่ใช้วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดบวก (CCCII+) และวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดลบ (CCCII-) อย่างละ 1 วงจรเป็นส่วนประกอบ แต่อย่างไรก็ตามวงจรคุณและหารสัญญาณนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถใช้งานได้เพียง 2 ควอดแดนต์เท่านั้น จึงทำให้มีข้อจำกัดในการใช้งานอย่างมาก ดังนั้นจึงทำการพัฒนาให้เป็นวงจรคูณและหารสัญญาณที่สามารถนำไปใช้งานได้ทั้ง 4 ควอดแดนต์

5.3.2 วงจรคูณและหารสัญญาณ 4 ควอดแดนต์

ในการพัฒนาให้วงจรคูณและหารสัญญาณนั้นสามารถนำไปใช้งานได้ทั้ง 4 ควอดแดนต์นั้นจำเป็นต้องใช้แนวความคิดการป้อนกลับมาประยุกต์รวมเข้าด้วยกัน



รูปที่ 5.3 วงจรคูณและหารสัญญาณ 4 ควอดแดนต์ที่เกิดจากการพัฒนา

พิจารณาที่สมการ (5.6) และรูปที่ 5.3 จะได้

$$i_{z2} = i_{in1} \frac{(I_o + i_{in2})}{I_o} \quad (5.7)$$

$$i_{z2} = i_{in1} + \frac{i_{in1} i_{in2}}{I_o} \quad (5.8)$$

$$i_{out} = i_{z2} - i_{z1} \quad (5.9)$$

$$i_{out} = \frac{i_{in1} i_{in2}}{I_o} \quad (5.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นก็คือสมการที่แสดงให้เห็นว่าวงจรคูณและหารสัญญาณที่ใช้วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดบวก (CCCII+) และวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดลบ (CCCII-) อย่างละ 1 วงจรเป็นส่วนประกอบนั้นสามารถทำหน้าที่เป็นวงจรคูณและหารสัญญาณกระแส 4 ควอดแดนต์ได้ โดยที่กระแสเอาต์พุต i_{out} แปรผันตามกระแส i_{in1} และ i_{in2} โดยมี I_O เป็นเงื่อนไขแต่อย่างไรก็ตามวงจรคูณและหารสัญญาณกระแสข้างต้นจะต้องทำงานภายใต้เงื่อนไข

$$|i_{in2}|_{\max} \leq I_O \quad (5.11)$$

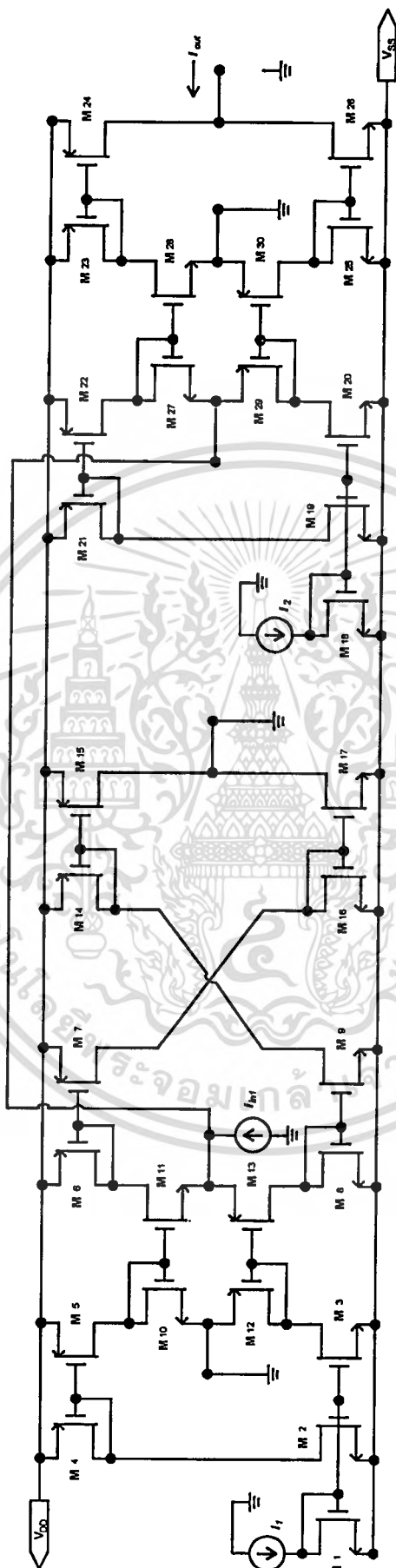
5.4 การทดลองวงจรคูณและหารสัญญาณโดยใช้วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) เป็นส่วนประกอบ

ในการทดลองวงจรคูณและหารสัญญาณโดยใช้วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสเป็นส่วนประกอบนั้น จะทำการในส่วนของการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE โดยจะนำวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสชนิดบวก (CCCII+) และวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสชนิดลบ (CCCII-) จากรูปที่ 3.6 และ 3.7 มาใช้เป็นส่วนประกอบในการทดลอง ดังนั้นวงจรที่จะใช้ในการทดลองวงจรคูณและหารสัญญาณจะเป็นดังรูปที่ 5.4 และ 5.5 ตามลำดับ

จากการทดลองในบทที่ 4 ที่ผ่านมา พบว่าวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดบวก (CCCII+) และวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดลบ (CCCII-) นั้นสามารถใช้งานได้ตั้งแต่ไฟเลี้ยง ± 3 Volts จนกระทั่ง ± 15 Volts ซึ่งที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ ๆ เป็นแรงดันไฟเลี้ยงที่นิยมใช้มากที่สุดเนื่องจากในขบวนการผลิตวงจรนั้น ต่างก็พยายามแข่งขันกันเพื่อให้สามารถบรรจุจำนวนอุปกรณ์ลงในหนึ่งหน่วยพื้นที่ให้ได้มากที่สุด และถ้ายังออกแบบให้ในหนึ่งหน่วยพื้นที่สามารถบรรจุอุปกรณ์ได้มากที่สุด นั้นแสดงว่าไฟเลี้ยงที่จ่ายให้กับอุปกรณ์ก็ควรจะมีค่าน้อย ดังนั้นในขั้นตอนของการทดลองจึงเลือกใช้ไฟเลี้ยงที่ ± 3 Volts มาใช้ในการทดลอง

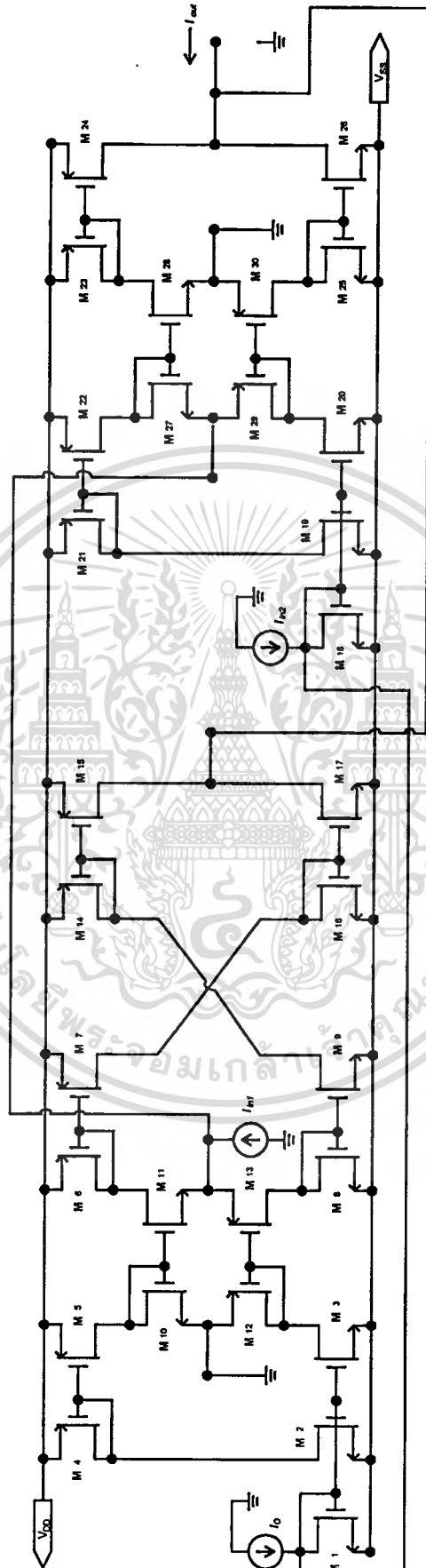
5.4.1 การทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรคูณและหารสัญญาณ 2 ควอดแดนต์

ในขั้นตอนของการทดลองนั้น ยังคงใช้พารามิเตอร์ที่แสดงคุณสมบัติของมอสเฟตเหมือนกับที่ได้นำมาใช้ในบทที่ 4 คือกำหนดคุณสมบัติของมอสเฟตมอสตรกับ IC # MC14007 (Dual Complementary Pair Plus Inverter) โดยจะนำเอาวงจรในรูปที่ 5.4 มาใช้ในการทดลอง



รูปที่ 5.4 วงจรที่ใช้ในการทดลองวงจรและหารสัญญาณ 2 ควอดแดนต์

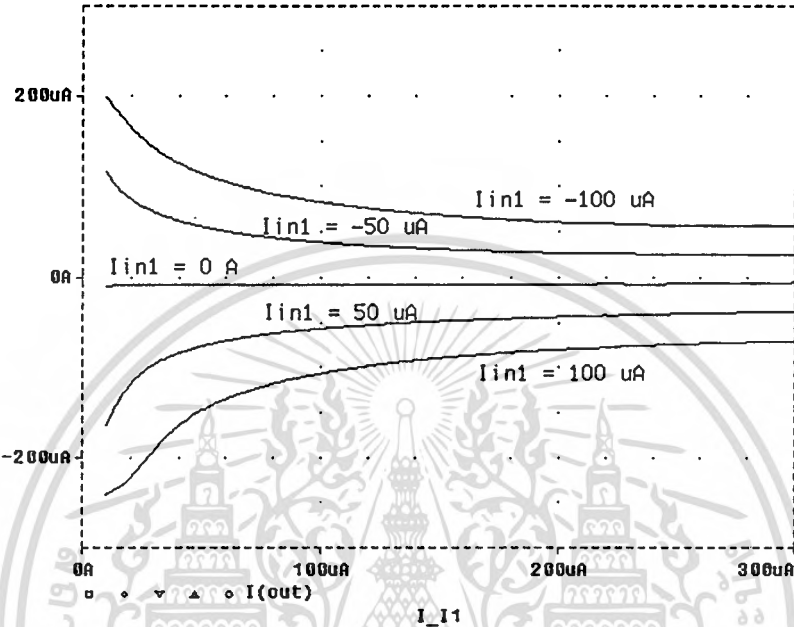
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



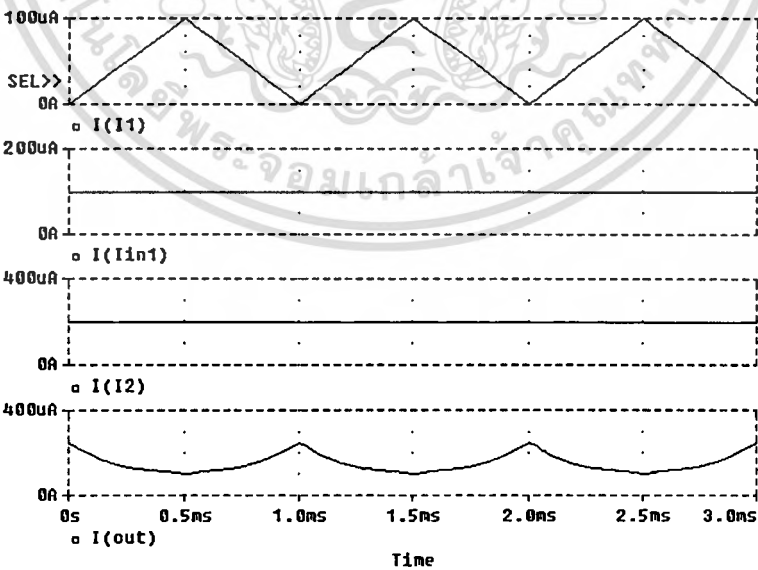
รูปที่ 5.5 วงจรที่ใช้ในการทดลองวงจรคูณและหารสัญญาณ 4 ควอดแดนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในตอนแรกจะทำการทดลองในส่วนของการหาคุณลักษณะการถ่ายโอนทางไฟตรง หรือความสัมพันธ์ระหว่างกระแสขาออก (I_{out}) กับกระแส I_1 เมื่อกระแส i_{in} มีค่าต่าง ๆ กัน ในขณะที่กำหนดให้กระแส I_2 มีค่าคงที่เท่ากับ $100\ \mu A$ ได้ผลดังแสดงในรูปที่ 5.6

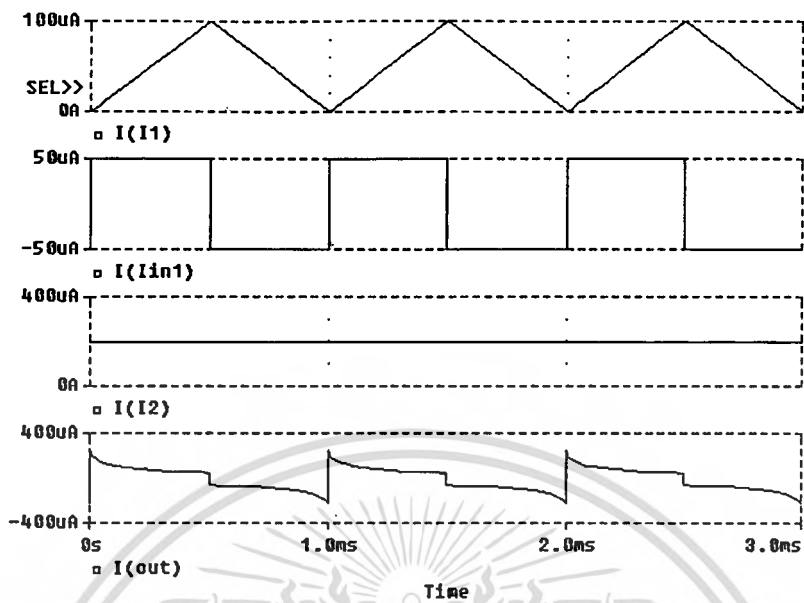


รูปที่ 5.6 ผลการทดลองการเขียนแบบการทำงานของวงจรคูแฉะและทาร์ 2 ควอดแคนซ์ เพื่อหาค่าคุณลักษณะการถ่ายโอนทางไฟตรงของวงจรทาร์สัญญาณ

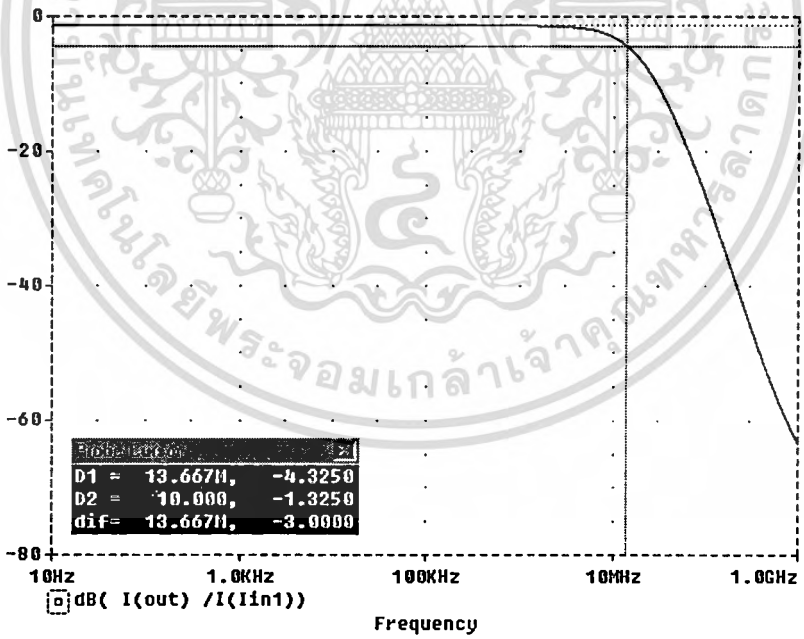


รูปที่ 5.7 ผลการทดลองการเขียนแบบการทำงานของวงจรคูแฉะและทาร์ 2 ควอดแคนซ์ เพื่อหาค่าสัญญาณที่ตำแหน่งต่าง ๆ ในการทดลองครั้งที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรคูมและหาร 2 ควอดแดนซ์ เพื่อหาค่าสัญญาณที่ตำแหน่งต่างๆ ในการทดลองครั้งที่ 2

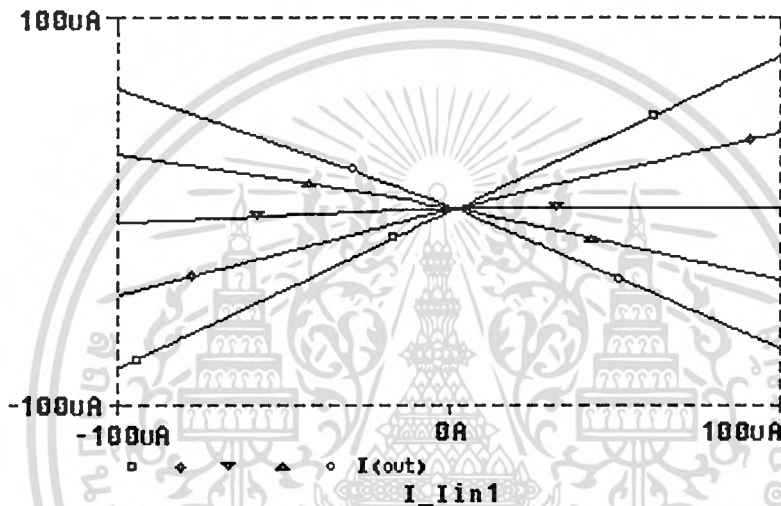


รูปที่ 5.9 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรคูมและหาร 2 ควอดแดนซ์ เพื่อหาค่าผลการตอบสนองต่อความถี่

5.4.2 การทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรคูณและหารสัญญาณ 4 ควอดแดนต์

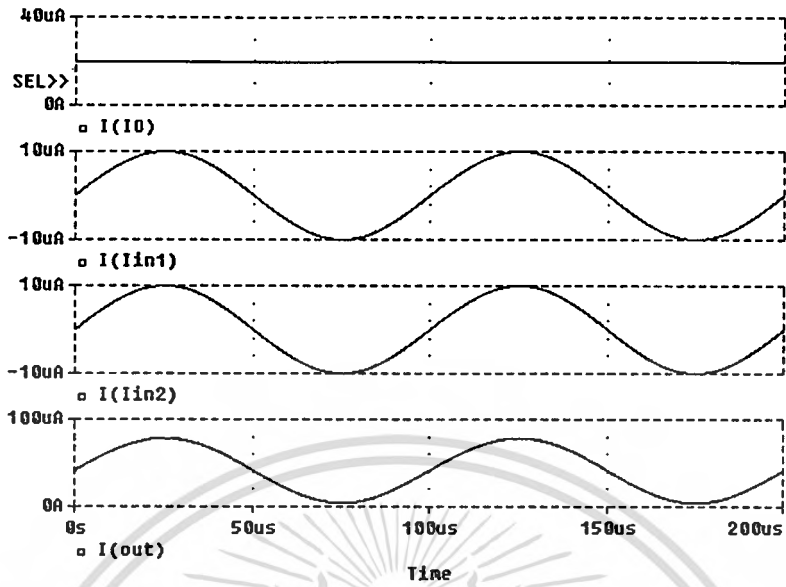
ในขั้นตอนของการทดลองนั้น ยังคงใช้พารามิเตอร์ที่แสดงคุณสมบัติของมอสเฟตเหมือนกับที่ได้นำมาใช้ในบทที่ 4 คือกำหนดคุณสมบัติของมอสเฟตมอดตรงกับ IC # MC14007 (Dual Complementary Pair Plus Inverter) โดยจะนำเอาวงจรในรูปที่ 5.5 มาใช้ในการทดลอง

ในตอนแรกจะทำการทดลองในส่วนของการหาคุณลักษณะการถ่ายโอนทางไฟตรง หรือความสัมพันธ์ระหว่างกระแสขาออก (i_{out}) กับกระแส i_{in1} เมื่อกระแส i_{in2} มีค่าต่าง ๆ กัน โดยได้ผลการทดลองดังรูปที่ 5.10

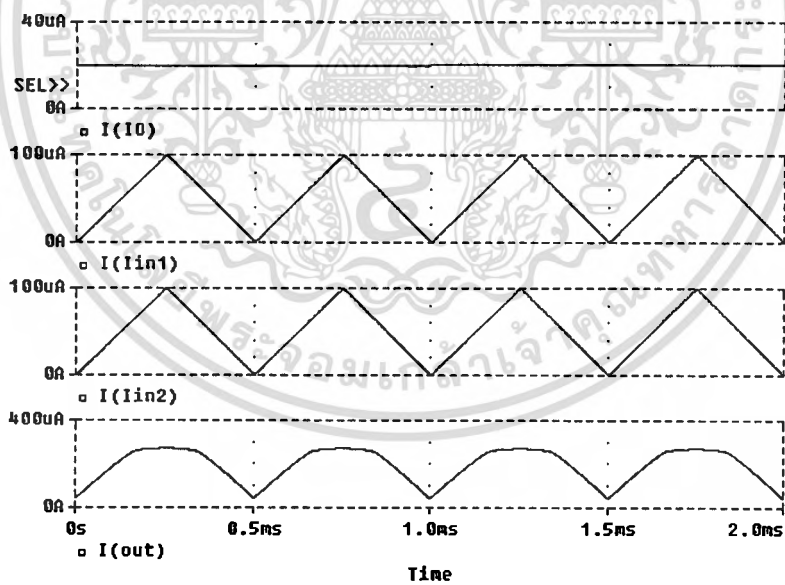


รูปที่ 5.10 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรคูณและหาร 4 ควอดแดนต์ เพื่อหาคุณลักษณะการถ่ายโอนทางไฟตรงของวงจรคูณสัญญาณ

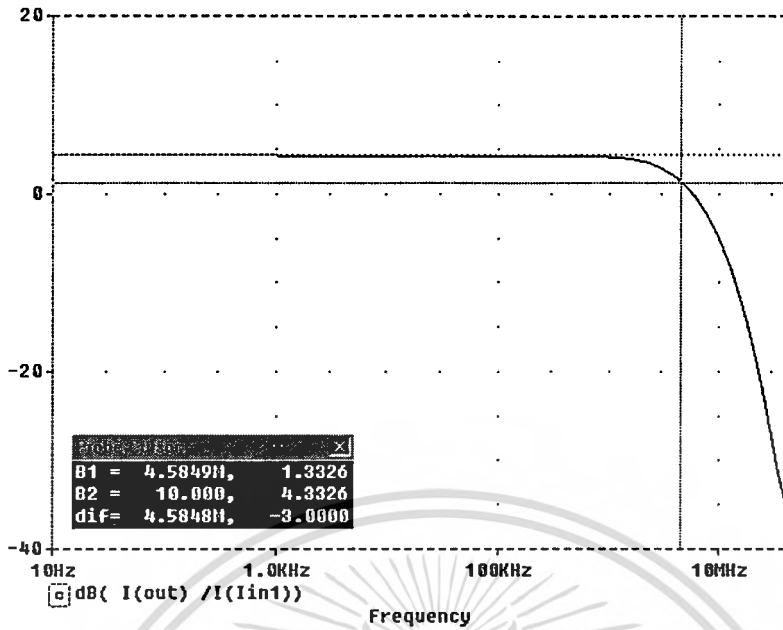
ในขั้นตอนของการทดลองการทำงานของวงจรคูณสัญญาณ โดยกำหนดให้ $I_o = 20 \mu A$ และทำการป้อนสัญญาณคลื่นรูปไซน์ทางด้านขาเข้า i_{in1} และ i_{in2} เป็นค่าเดียวกันที่มีความถี่ 10 kHz ได้ผลดังแสดงในรูปที่ 5.11 ส่วนในรูปที่ 5.12 เป็นการทดลองการคูณสัญญาณรูปสามเหลี่ยมทางด้านขาเข้า i_{in1} และ i_{in2} ที่มีค่าความถี่เดียวกันที่ 2 kHz



รูปที่ 5.11 ผลการทดลองการเขียนแบบการทำงานของวงจรและหาว 4 ควอดแดนต์โดยการป้อนสัญญาณเข้าที่ทางด้านขาเข้า i_{in1} และ i_{in2} เป็นค่าเดียวกันที่ความถี่ 10 kHz

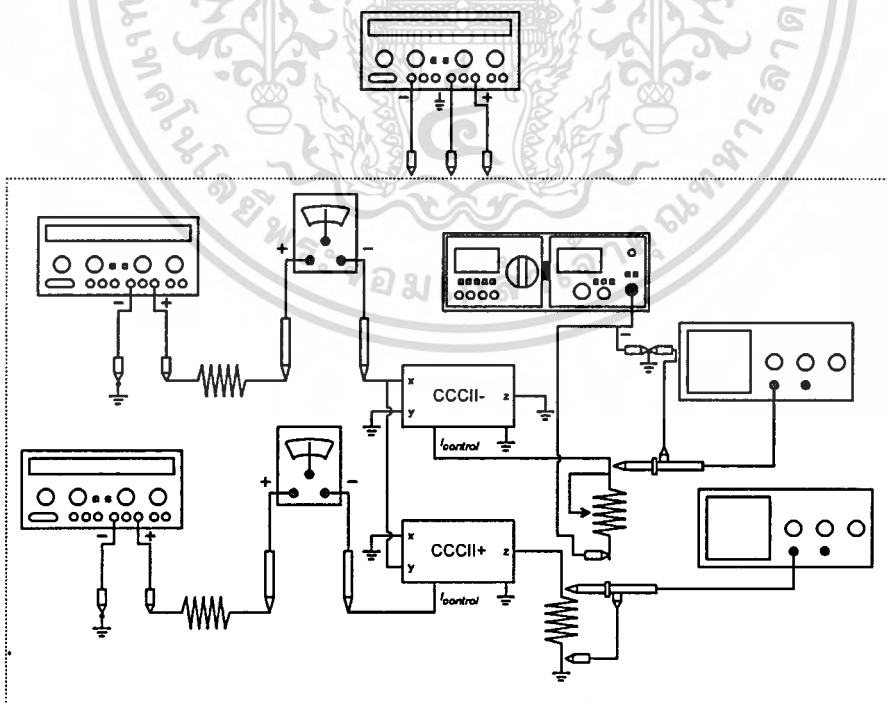


รูปที่ 5.12 ผลการทดลองการเขียนแบบการทำงานของวงจรโดยการป้อนสัญญาณเข้าที่ทางด้านขาเข้า i_{in1} และ i_{in2} เป็นค่าเดียวกันที่ความถี่ 2 kHz



รูปที่ 5.13 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรและหาร 4 ควอดแดนต์ เพื่อหาค่าผลการตอบสนองต่อความถี่

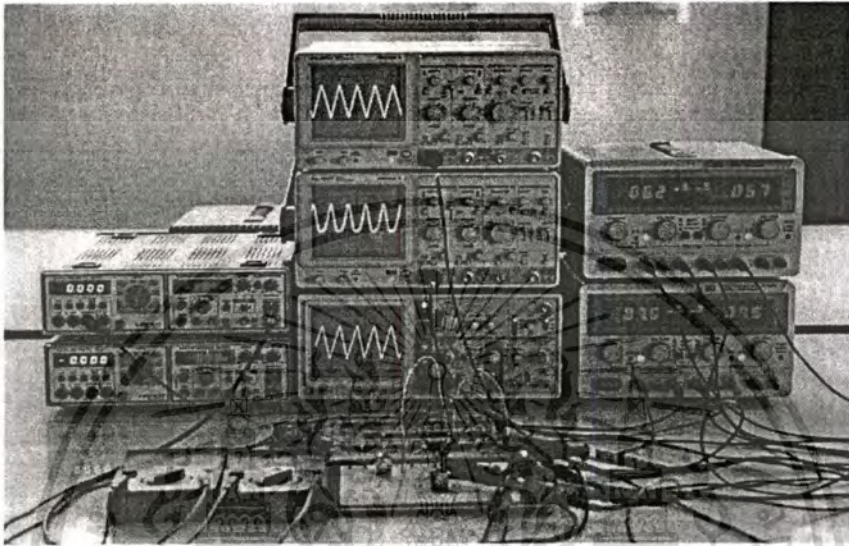
5.4.3 การทดลองวงจรและหารสัญญาณโดยการต่อวงจรจริงบนโปรโตบอร์ด



รูปที่ 5.14 ลักษณะของการต่ออุปกรณ์ร่วมกับวงจรและหาร 2 ควอดแดนต์เพื่อทดลองการหารสัญญาณ

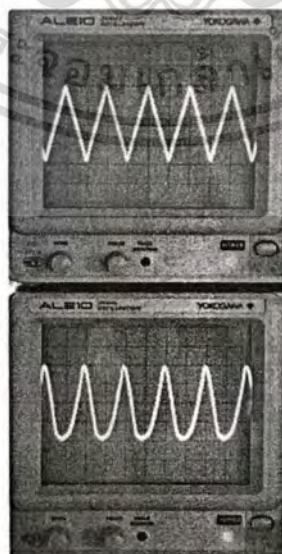
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากที่ได้ทำการทดลองในส่วนของการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE แล้ว จำเป็นจะต้องทำการทดลองในส่วนของการต่อวงจรจริงแบบดีสครีทลงบนโปรโตบอร์ด ซึ่งลักษณะของการต่ออุปกรณ์จะเป็นดังรูปที่ 5.14 ซึ่งเป็นรูปของการต่ออุปกรณ์เพื่อทำการทดลองการหารสัญญาณตามผลจากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE รูปที่ 5.7



รูปที่ 5.15 ลักษณะของการต่ออุปกรณ์จริงเพื่อทดลองการหารสัญญาณ

จากรูปที่ 5.15 นั้น ได้แสดงถึงผลของการทดลองการหารสัญญาณตามเหลี่ยมด้วยสัญญาณคงที่ โดย Oscilloscope ได้แสดงผลของสัญญาณทางด้านขาเข้า, ขาออก และจาก Function Generator จากบนลงล่าง



รูปที่ 5.16 ภาพขยายของผลการทดลองการหารสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 บทสรุป

วงจรคุณและหารสัญญาณที่สร้างขึ้นโดยใช้วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) 2 วงจรเป็นส่วนประกอบซึ่งประกอบไปด้วยวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดบวก (CCCII+) และชนิดลบ (CCCII-) อย่างละ 1 วงจรต่อร่วมกันโดยไม่จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานจากภายนอกเลยนั้น โดยสามารถทำงานได้ทั้ง 2 ควอดแดนต์ และ 4 ควอดแดนต์ (ที่เกิดจากการปรับแต่งเพียงเล็กน้อยจากวงจรคุณและหารสัญญาณ 2 ควอดแดนต์) ซึ่งผลจากการทดลองทั้งจากการทดลองการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการทดลองโดยการต่อวงจรจริงแบบคิสตรีทลงบนโพรโตบอร์ด ช่วยยืนยันได้เป็นอย่างดีว่าวงจรคุณและหารสัญญาณสามารถทำงานได้จริงและเป็นไปตามทฤษฎี



บทที่ 6

บทสรุปและวิจารณ์

6.1 บทสรุป

ในการนำเสนอหลักการและวิธีการออกแบบวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) ที่ได้นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นั้น เป็นอีกแนวทางหนึ่งที่ได้ทำการวิจัยและพัฒนาขึ้น โดยในการออกแบบวงจรจะอาศัยหลักการของการออกแบบวงจรรวมเป็นหลัก รูปแบบของการทำงานของวงจรจะอยู่ในรูปแบบของกระแส ซึ่งสมรรถนะการทำงานของวงจรมันสามารถยืนยันได้ด้วยผลจากการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี, ผลการทดลองโดยการเลียนแบบการทำงานของวงจร และผลจากการทดลองโดยการต่อวงจรจริงแบบดีสครีทลงบนโพรโตบอร์ด โดยในส่วนของการนำเสนอ นั้น เป็นการนำเสนอวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสทั้ง 2 ชนิด คือ ชนิดบวก (CCCII+) และชนิดลบ (CCCII-) หลังจากนั้นจะเป็นการนำเสนอการนำวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) ทั้ง 2 ชนิดไปใช้งาน ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ยกตัวอย่างการนำวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) ไปประยุกต์เป็นวงจรคูณและหารสัญญาณ โดยมีวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดบวก (CCCII+) และชนิดลบ (CCCII-) อย่างละ 1 วงจรต่อร่วมกันอยู่ ซึ่งผลของการทดลองได้ยืนยันผลการทำงานของวงจรคูณและหารสัญญาณว่าเป็นไปตามทฤษฎี

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ

วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) ที่ได้ทำการออกแบบและนำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ได้ใช้เทคโนโลยีแบบซิมอสในการออกแบบ ซึ่งเป็นข้อดีสำหรับการนำวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) ไปพัฒนาและออกแบบเป็นวงจรรวม โดยจากการออกแบบวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) นั้นได้ใช้หลักการของทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งจากหลักการนี้จำเป็นต้องใช้จำนวนของตัวอุปกรณ์ที่ต่อรวมในวงจรยังคงมีจำนวนมากอยู่ ถ้าสามารถออกแบบวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) โดยใช้หลักการอื่น ๆ ที่สามารถลดจำนวนตัวของอุปกรณ์ได้ก็จะเป็นการแนวทางในการพัฒนาต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] Richard S. Muller, Theodore I. Kamins., **Device Electronics for Integrated Circuits**. 2nd Ed. John Wiley & Sons, Inc 1986
- [2] David A. Johns, Ken Martin. **Analog Integrated Circuit Design**. John Wiley & Sons, Inc. 1997
- [3] Phillip E. Allen, Douglas R. Holberg. **CMOS Analog Circuit Design**. New York. Holt. Rinehart and Winston, Inc. 1987
- [4] Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith. **Microelectronic Circuits**. 4th Ed. New York. Oxford University Press, Inc. 1998
- [5] Yannis P. Tsividis. **Operation and Modeling of the MOS transistor**. New York McGraw-Hill, Inc. 1987
- [6] Microsim. **PSPICE User's Guide**. Irvine, California 1992
- [7] Randall L. Geiger, Phillip E. Allen, Noel R. Strader. **VLSI Design Technique for Analog and Design Circuits**. Singapore McGraw-Hill, Inc. 1990
- [8] กนก สมุทรรัตน์ “การประยุกต์ใช้งานวงจรสะท้อนกระแส” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2534
- [9] วันชัย รุ่งรุจา “การออกแบบและสังเคราะห์วงจรอนุโลกฟังก์ชัน โดยใช้หลักการวงจรรวม” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2535
- [10] เกียรติศักดิ์ คมวัชร “การสร้างวงจรสายพานกระแสและวงจรแปลงความต้านทานค่าลบด้วย CMOS” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2534
- [11] K.C.Smith, A. Sedra. “The current conveyor*-A new circuit building block.” Proc. IEEE, August, 1968. pp. 1368-1369
- [12] K.C.Smith, A. Sedra. “A second generation current conveyor and its applications.” IEEE Trans., vol CT-17, 1970. pp. 132-134

- [13] A. Fabre, O.Saaid, F. Weist and C.Boucheron, "High frequency applications based on a new current controlled conveyors." IEEE Trans. Circuit and Syst., Vol. 43, No. 2, pp. 82-91, 1996
- [14] MUHAMMAD TAHEER ABUELMA'ATTI, MUHAMMAD ALI AL-QAHTANI, "A current-mode current –controlled current-conveyor-based analogue multiplier/divider" Int. J. Electronics, Vol. 85, No. 1, pp. 71-77, 1998
- [15] Liu, S.-I., Wu, D.-S., TSAO, H.-W., Wu J., and TSAY, J.-H, "Nonlinear circuit applications with current conveyorse." IEE Proceedings, 140, pp. 1-6, 1993
- [16] A. Fabre and N.Mimeche, "Class A/AB second-generation current conveyor with controlled current gain.", Electronics Letters, Vol. 30, No. 16, 1994
- [17] Gilbert. B., "Translinear circuits : a proposeclassification.", Electron. Lett., 11, pp.14-16, 1975
- [18] Sedra, A.S., Roberts. G.W., and Gohn. F., "The current conveyor : history, progress and new results." IEE Proc. G., 137, pp. 78-87, 1990
- [19] Fabre, A., "Wideband translinear current conveyor." Electron. Lett., 20, pp. 241-242, 1984
- [20] RAO, M.K.N., and HASLETT, J.W. "Class AB bipolar voltage current conveyor.", Electron. Lett., 14, (24), pp. 762-764, 1978
- [21] Normand. G., "Translinear current conveyor.", Int. J. Electron., 59, pp. 771-777, 1985
- [22] J. Parnklang, W. Titiroongruang, and T. Moltaweepaisan, "Class AB CMOS Current Control Current Conveyor Circuit.", Proceeding ISPACS'99, pp. 363-365, 1999
- [23] จิรวุฒน์ ปานกลาง และ ชีรสิทธิ์ มลทวีไพศาล, "วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสที่ทำงานในโหมด AB.", การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38, หน้า 341-345, 2543

ประวัติผู้เขียน

นาย ชีรสิทธิ์ มลทวีไพศาล เกิดเมื่อ วันเสาร์ที่ 21 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2519 ที่จังหวัด กรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี วิทยาศาสตร์บัณฑิต สาขาฟิสิกส์ประยุกต์ (โซลิตสเตทอิเล็กทรอนิกส์) จาก คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อปีการศึกษา 2539

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารทางวิชาการของผู้เขียน มีดังนี้

1. "Class AB CMOS Current Control Current Conveyor Circuit."
1999 IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS'99).
2. "Class AB CMOS Current Control Current Conveyor Circuit."
The 38th Kasetsart University Annual Conference 1-4 February 2000.